



信息通信领域产学研合作特色期刊 十佳皖刊
第三届国家期刊奖百种重点期刊 中国科技核心期刊

ISSN 1009-6868
CN 34-1228/TN

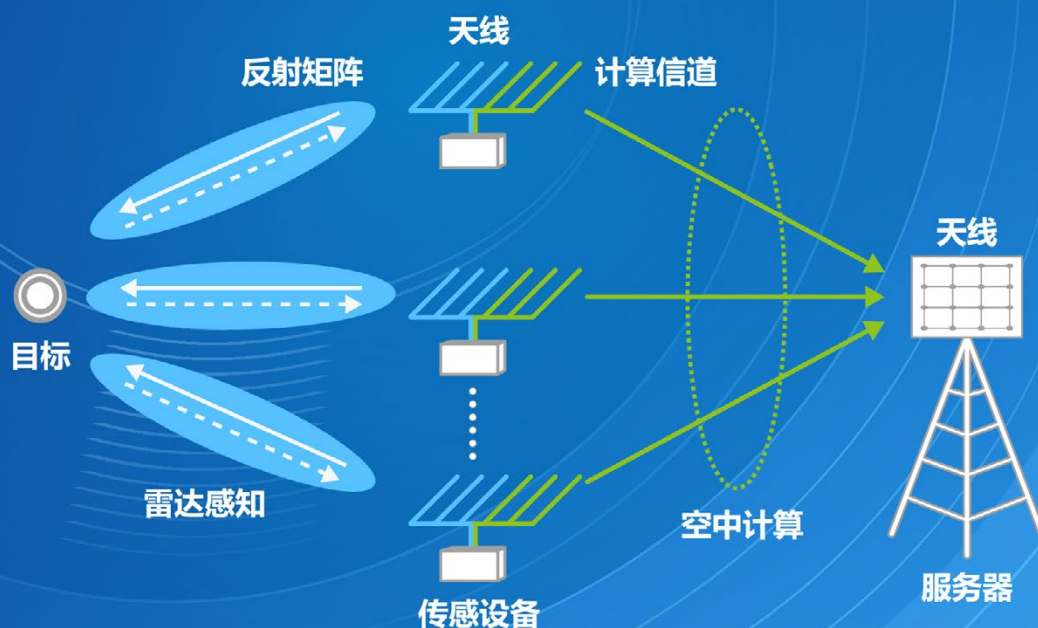
中兴通讯技术

ZTE TECHNOLOGY JOURNAL

<http://tech.zte.com.cn>

2022 年 10 月 · 第 5 期

专题：通信感知一体化技术



(封面图片详解见P24)

ISSN 1009-6868



《中兴通讯技术》第9届编辑委员会成员名单

顾问 侯为贵(中兴通讯股份有限公司创始人) 钟义信(北京邮电大学教授)
陈锡生(南京邮电大学教授) 糜正琨(南京邮电大学教授)

主任 陆建华(中国科学院院士)

副主任 李自学(中兴通讯股份有限公司董事长) 李建东(西安电子科技大学教授)

编委 (按姓名拼音排序)

陈建平	上海交通大学教授	唐宏	中国电信IP领域首席专家
陈前斌	重庆邮电大学教授、副校长	唐雄燕	中国联通研究院副院长
段晓东	中国移动研究院副院长	陶小峰	北京邮电大学教授
葛建华	西安电子科技大学教授	王文博	北京邮电大学教授、副校长
管海兵	上海交通大学教授	王文东	北京邮电大学教授
郭庆	哈尔滨工业大学教授	王喜瑜	中兴通讯股份有限公司执行副总裁
洪波	中兴发展股份有限公司原总裁	王翔	中兴通讯股份有限公司高级副总裁
洪伟	东南大学教授	王耀南	中国工程院院士
黄宇红	中国移动研究院院长	卫国	中国科学技术大学教授
纪越峰	北京邮电大学教授	吴春明	浙江大学教授
江涛	华中科技大学教授	邬贺铨	中国工程院院士
蒋林涛	中国信息通信研究院科技委主任	向际鹰	中兴通讯股份有限公司首席科学家
金石	东南大学首席教授、副校长	肖甫	南京邮电大学教授
李尔平	浙江大学教授	解冲锋	中国电信研究院教授级高工
李红滨	北京大学教授	徐安士	北京大学教授
李厚强	中国科学技术大学教授	徐子阳	中兴通讯股份有限公司总裁
李建东	西安电子科技大学教授	续合元	中国信息通信研究院首席专家
李乐民	中国工程院院士	薛向阳	复旦大学教授
李融林	华南理工大学教授	薛一波	清华大学教授
李少谦	电子科技大学教授	杨义先	北京邮电大学教授
李自学	中兴通讯股份有限公司董事长	叶茂	电子科技大学教授
林晓东	中兴通讯股份有限公司副总裁	易芝玲	中国移动研究院首席科学家
刘健	中兴通讯股份有限公司高级副总裁	张宏科	中国工程院院士
刘建伟	北京航空航天大学教授	张平	中国工程院院士
隆克平	北京科技大学教授	张钦宇	哈尔滨工业大学(深圳)教授、副校长
陆建华	中国科学院院士	张卫	复旦大学教授
马建国	浙江大学教授	张云勇	中国联通云南分公司总经理
毛军发	中国科学院院士	赵慧玲	工业和信息化部通信科技委专职常委
孟洛明	北京邮电大学教授	郑纬民	中国工程院院士
任品毅	西安交通大学教授	钟章队	北京交通大学教授
石光明	鹏城实验室副主任	周亮	南京邮电大学教授
孙知信	南京邮电大学教授	朱近康	中国科学技术大学教授
谈振辉	北京交通大学教授	祝宁华	中国科学院院士

目次

中兴通讯技术 (ZHONGXING TONGXUN JISHU)
总第 166 期 第 28 卷 第 5 期 2022 年 10 月

信息通信领域产学研合作特色期刊 第三届国家期刊奖百种重点期刊 中国科技核心期刊 工信部优秀科技期刊 十佳期刊 中国五大文献数据库收录期刊 1995 年创刊

热点专题

通信感知一体化技术

- 01 专题导读 陈力, 卫国
- 02 面向业务感知的算网融合关键技术研究 周吉喆, 杨思远, 王志勤
- 07 近场通信与定位: 从球面波前模型到电磁场理论 陈昂, 陈力, 卫国
- 13 基于主动感知辅助的车联网波束赋形 孟骁, 刘凡, 夏树强
- 17 可重构智能表面辅助的通信感知一体化系统 杨晓宇, 尉志青, 孟春伟
- 23 通信感知计算一体化波束赋形设计 李晓阳, 周梓钦, 贡毅
- 29 面向协同感知的高效通信边缘学习网络架构设计 张泽中, 刘沛西, 朱光旭
- 39 6G 通信感知一体化系统的性能指标 江甲沫, 韩凯峰, 徐晓燕
- 46 基于 WiFi 的室内目标检测与定位方法 韩雨彤, 李航, 朱光旭, 陆彦辉

专家论坛

- 53 通信感知一体化技术思考 潘成康

企业视界

- 57 Chiplet 关键技术与挑战 李乐琪, 刘新阳, 庞健

技术广角

- 63 区块链赋能的 6G 频谱共享技术 李祖广, 陈科, 王威, 吴启晖
- 69 城域网云化实践及展望 陈湜

综合信息

- 22 “中兴通讯技术杂志社第 27 次编委会议暨 2022 通信热点技术研讨会”隆重召开
- 28 《中兴通讯技术》2023 年热点专题预告

《中兴通讯技术》2022 年热点专题名称及策划人

1. 新型网络技术

中国联通研究院副院长 唐雄燕

2. 自然语言处理预训练模型

中国工程院院士 郑纬民

3. 智能超表面技术

中兴通讯技术预研总工 赵亚军
北京理工大学教授 费泽松

4. 多频段协同通信

电子科技大学教授 李少谦
中国联通研究院副院长 唐雄燕
中兴通讯首席科学家 向际鹰

5. 通信感知一体化技术

中国科学技术大学副教授 陈力
中国科学技术大学教授 卫国

6. 网络内生安全

北京航空航天大学教授 刘建伟

MAIN CONTENTS

ZTE TECHNOLOGY JOURNAL
Vol. 28 No. 5 Oct. 2022

Special Topic ►

Integrated Sensing and Communication Technology

- 01 Editorial CHEN Li, WEI Guo
- 02 Service-Aware Computing and Network Convergence Technology
..... ZHOU Jizhe, YANG Siyuan, WANG Zhiqin
- 07 Near-Field Communication and Positioning: From Spherical Wavefront Model to Electromagnetic Field Theory CHEN Ang, CHEN Li, WEI Guo
- 13 Beamforming Scheme in Vehicular Communications Assisted by Active Sensing
..... MENG Xiao, LIU Fan, XIA Shuqiang
- 17 Reconfigurable Intelligent Surface-Assisted Integrated Sensing and Communication System
..... YANG Xiaoyu, WEI Zhiqing, MENG Chunwei
- 23 Beamforming Design for Integrated Sensing, Communication and Computation
..... LI Xiaoyang, ZHOU Ziqin, GONG Yi
- 29 Communication-Efficient Edge Learning Architecture Designs for Cooperative Sensing
..... ZHANG Zezhong, LIU Peixi, ZHU Guangxu
- 39 Performance Metric for 6G Integrated Sensing and Communication System
..... JIANG Jiamo, HAN Kaifeng, XU Xiaoyan
- 46 Indoor Target Detection and Localization Method Based on WiFi
..... HAN Yutong, LI Hang, ZHU Guangxu, LU Yanhui

Expert Forum ►

- 53 Reflections on Integrated Sensing and Communication Technology PAN Chengkang

Enterprise View ►

- 57 Key Technologies and Challenges of Chiplet LI Leqi, LIU Xinyang, PANG Jian

Technology Perspective ►

- 63 Blockchain Empowered Dynamic Spectrum Sharing for 6G
..... LI Zuguang, CHEN Ke, WANG Wei, WU Qihui
- 69 Practice and Prospect of Cloud-Based MAN CHEN Hao

期刊基本参数: CN 34-1228/TN*1995*b*16*74*zh*P*¥20.00*6500*13*2022-10

敬告读者

本刊享有所有发表文章的版权, 包括英文版、电子版、网络版和优先数字出版版权, 所支付的稿酬已经包含上述各版本的费用。未经本刊许可, 不得以任何形式全文转载本刊内容; 如部分引用本刊内容, 须注明该内容出自本刊。

通信感知一体化技术专题导读



专题策划人 >>>



陈力，中国科学技术大学电子工程与信息科学系副教授，IMT-2020（5G）、IMT-2030（6G）推进组成员，多个国际期刊编委和会议组织成员；主要研究方向为下一代无线通信系统关键技术、通信感知计算一体化、分布式机器学习、编码存储和计算等；主持国家自然科学基金面上项目、青年项目，以及国家重大专项课题等项目；发表论文30余篇，拥有5项国家发明专利。



卫国，中国科学技术大学教授，曾任国家“863”计划通信技术主题专家组成员、中国第三代移动通信系统研究开发项目总体组成员、国家“863”计划B3G移动通信重大项目总体组成员、“新一代宽带无线移动通信网”国家科技重大专项总体专家组成员；主要从事无线通信技术、移动通信网络、信号处理等方面的研究；获国家科技进步二等奖1项；发表论文100余篇，拥有数十项国家发明专利。

近年来，通信感知一体化技术受到全球学术界和工业界的广泛关注。通信感知一体化技术是指在共享软硬件资源或信息的基础上，同时实现感知与通信功能的新型信息处理技术，可以有效提升系统的频谱效率、硬件效率和信息处理效率。沉浸式业务和数字孪生等一系列新兴业务对无线网络的端到端信息处理能力提出了更高需求，这使得无线网络被设想为移动通信网络、感知网络和计算网络的融合体，通信感知一体化成为6G技术与业务的主导趋势之一。首先，无线通信频段向毫米波和太赫兹等更高的频段发展，与传统感知频段产生越来越多的重叠，这为在相同频谱下同时实现通信和感知提供了机遇。其次，无线通信和无线感知在系统设计、信号处理和硬件实现等方面呈现越来越多的相似性，这使得利用同一套硬件设备实现通信和感知成为可能。最后，大规模天线、智能超表面、大带宽和人工智能等技术的发展也将进一步推动通信感知一体化技术的发展。

本专题的8篇文章聚焦于通信感知一体化的关键理论和新兴技术。《面向业务感知的算网融合关键技术研究》讨论了算网融合的关键技术、资源调度方案和联合优化的编排策略；《近场通信与定位：从球面波前模型到电磁场理论》针对辐射近场的

通信和定位问题，给出了描述近场通信信号的球面波前模型和用于近场高精度定位的电磁场模型；《基于主动感知辅助的车联网波束赋形》阐述了同时具有感知和通信功能的车联网系统的可行性、帧结构设计和信号处理流程；《可重构智能表面辅助的通信感知一体化系统》分析了可重构智能表面辅助通感一体化系统，以更好地实现感知目标和服务通信用户；《通信感知计算一体化波束赋形设计》提出了一种空口通信感知计算一体化技术，并研究了多天线雷达感知与空中计算波束赋形的联合优化设计；《面向协同感知的高效通信边缘学习网络架构设计》提出了基于联邦学习的协作感知学习框架，并针对无线通信场景，提出了资源分配方案 and 用户调度策略；《6G通信感知一体化系统的性能指标》探讨了通感系统的设计目标和性能需求，提出了评价通感系统的两个新的性能指标；《基于WiFi的室内目标检测与定位方法》提出了使用WiFi设备的室内高精度定位。

本期的作者来自多个知名高校与科研机构，他们从通信感知一体化的系统建模、算法设计和性能评估等方面介绍了最新的研究成果。希望本期的内容能为有兴趣了解通信感知一体化技术的读者提供有益的借鉴与启示。

陈力 卫国

2022年9月20日

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205001
收稿日期: 2022-09-22

面向业务感知的算网融合关键技术研究



Service-Aware Computing and Network Convergence Technology

周吉喆/ZHOU Jizhe, 杨思远/YANG Siyuan,
王志勤/WANG Zhiqin

(中国信息通信研究院, 中国 北京 100191)
(China Academy of Information and Communications Technology, Beijing
100191, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205002

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221012.1747.002.html>

网络出版日期: 2022-10-13

收稿日期: 2022-08-14

摘要: 为解决现有算网融合方案存在的完整业务建模缺失、算网资源与业务需求失配、系统多性能指标折中关系不清的问题, 提出了基于服务化架构的算网融合关键技术。通过建模微服务与业务性能相关性业务模型, 设计适配业务需求的算网融合资源调度方案, 并研究面向系统多种性能联合优化的算网融合一体化编排策略, 满足新一代移动通信网络建设中业务高性能、系统高效能、算网深融合的综合发展需求。

关键词: 算网融合; 服务化架构; 资源管理

Abstract: The current schemes of computing and network convergence (CNC) resource allocation face three challenges: the lack of a general profile and model of service, the mismatching between computing-network resource allocation and service needs, and the missing analysis of the tradeoff relation among various system key performance indicators (KPIs). To solve these problems, the combination between service-based architecture and CNC is studied, and the service-aware CNC technology is introduced. By leveraging the orchestration strategy of computing and network for the system-level optimization on multiple KPIs, the service-aware CNC can greatly enhance the performance of applications, improve the efficiency of the system and strengthen the convergence of computing and network.

Keywords: computing and network convergence; service-based architecture; resource management

1 算网融合发展现状

随着新一代科技革命和产业革命的持续演进, 以工业互联网、车联网、虚拟及增强现实和数字孪生为代表的数字化、网络化、智能化业务蓬勃发展。据IMT-2030 (6G) 推进组《6G典型场景和关键能力白皮书》^[1]预测: 到2030年, 各类移动终端连接数将超过184亿, 月均流量将高达5 835 GB。

新数字业务的急速增长将需要更强的网络数据处理与计算能力。当前, 仅依赖云计算或单一边缘计算的端到端数据处理与计算方式存在业务多元需求但算力供给不均、业务快速变化但算力延迟响应、业务分布泛化但算力调配集中等系统性矛盾, 难以有效支撑业务发展。同时, 随着手机、智能汽车等各类移动终端设备计算能力的提升, 云计算、边缘计算等网络算力呈现多样化发展的趋势。根据《中国算力发展指数白皮书》^[2], 2020年中国算力规模达到135 EFlops (亿次浮点运算), 年增长率达到55%, 算力规模持续增加。算

力规模的快速增长与算力的多样性发展将驱动网络算力分配向泛在化演进, 即网络内部分布着不同计算能力的算力节点。为此, 如何高效调用分布式算力, 有效匹配并服务多样泛在的算力资源, 从而实现算力与网络的深度融合, 是新一代移动通信网络发展的重要问题。

面向上述业务需求, 中国高度重视算力与网络融合 (以下简称“算网融合”) 技术研究, 将其列为6G网络技术储备的重要内容^[3-6]。2021年5月, 国家发展和改革委员会等4部门联合印发的《全国一体化大数据中心协同创新体系算力枢纽实施方案》指出, 需要加快建设全国算力一体化的新型算力网络架构, 进行算网资源的优化配置, 实施“东数西算”工程^[7]。在标准化方面, 全球的标准化组织积极推动算网融合领域的标准进程。国际电信联盟 (ITU) 已将算力网络架构与算网融合需求相关的标准做了立项, 探索算网融合逻辑功能与信息交互机制。欧洲电信标准化协会 (ETSI) 聚焦动态路由、分流等算网融合技术研究, 开展通信与计算融合的高效网络系统研究。互联网研究任务组 (IRTF) 成立在网计算研究工作组, 面向可编程网络设备研究“计算+

基金项目: 国家重点研发计划 (2021YFB2900200); 中国博士后科学基金 (2022M713475)

转发”的算网融合网络内生功能。中国标准化组织也积极推动算网融合、算力网络相关的研究和立项。IMT-2030（6G）推进组成立算力网络研究组，旨在推动业界达成算网融合技术研究共识，加快关键技术攻关与系统设计进程。

目前，业界主要聚焦基于互联网协议（IP）技术的算力感知与算网融合技术研究，通过感知业务服务质量（QoS）要求与分布式算网资源状态，将业务调度到合适的算力节点。但目前这些研究仍然面临分布式算力协同机制匮乏、算网资源管理灵活性与动态性受限、业务性能与可靠性保障机制缺乏等挑战。针对未来泛在移动业务接入与极致性能需求，算网融合技术发展将与未来移动通信网络服务化、分布式的演进方向紧密结合，进一步细化算力度量与感知颗粒度，建立网络泛在算力资源与实时网络状态的弹性协同管理机制，为业务性能指标提供确定性保障。

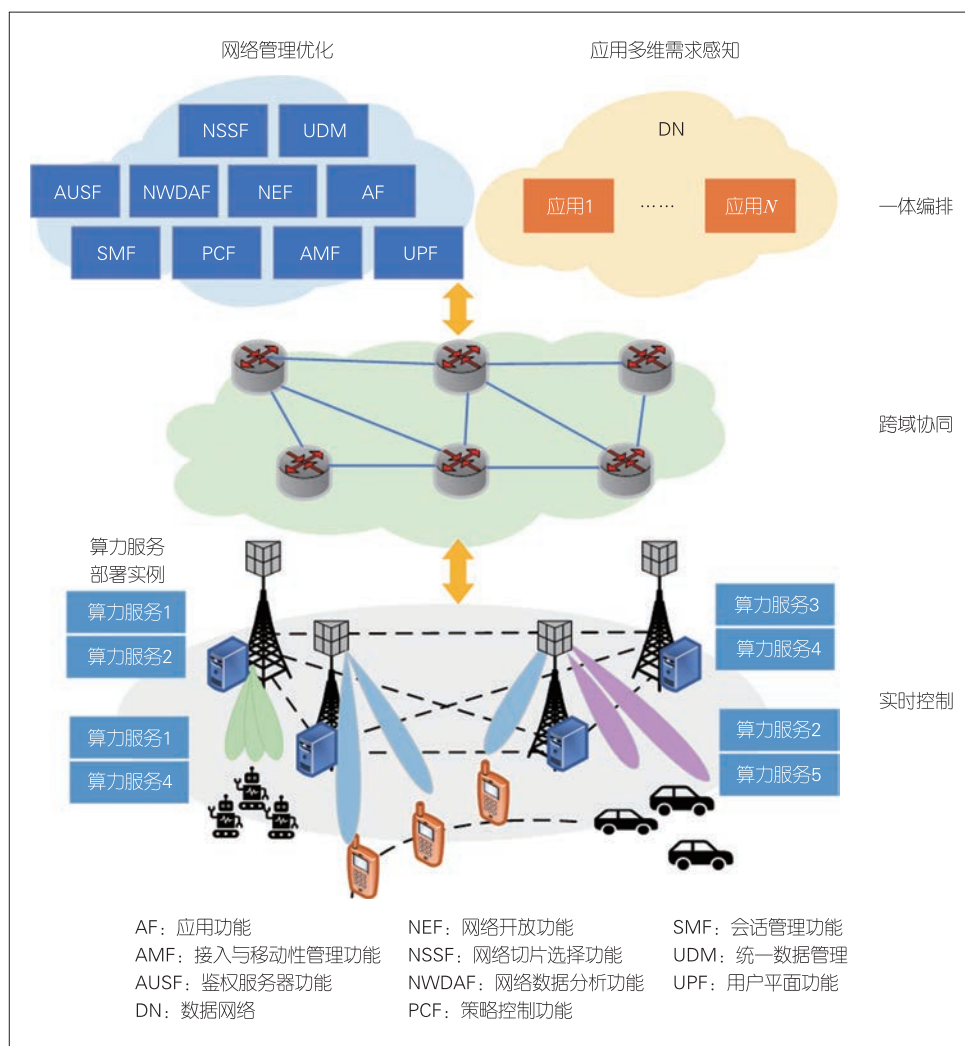
2 基于服务化架构的算网融合技术演进趋势

5G 网络确定了基于服务化的网络架构，并利用虚拟化技术灵活部署核心网控制面网元，建立网元间的统一接口与交互机制。未来网络将进一步深化端到端网络的服务化进程^[7-8]。云原生技术能够将网络功能拆解为松耦合的微服务，并利用容器等虚拟化技术将微服务独立运行并按需部署，以支持更加广泛的应用场景与灵活高效的网络服务能力，拓展网络服务化架构应用边界。

结合未来网络全面服务化的演进趋势，基于服务化架构的算网融合资源管理能够在算力协同与业务性能的角度适配分布式算力高效调度的技术路线，增加算网资源管理的灵活性，助力自配置、自优化的网络功能编排升级。同时，面向微服务的业务治理方法能够通过按需灵活的算网资源进行管理，满足实时、跨域、智能化等多样化的业务场景与性能要求。在算力协同方面，与传统

面向业务整体的资源分配方案不同，运行微服务所需的算网资源规模相对较小，能够充分调用算力规模较小的算力节点，并通过多点算力协作提高算网资源利用率与系统容量。因此，基于服务化架构的服务编排思路与分布式算力高效调用的技术路线相匹配。在业务性能方面，以微服务为对象的资源分配方案将算网资源进行统一封装，增加了算网服务的多样性与定制性。同时，基于微服务的算力服务编排允许每个微服务单独部署在不同的容器或算力节点上。这使得同一微服务可以被不同业务所调用，更加灵活地通过微服务冗余部署实现负载均衡。因此，基于微服务的算网资源管理增加了微服务调用的灵活性，进一步提升了时延、可靠性等业务性能指标，增强了多业务并运行下的网络服务能力。面向业务感知的服务化架构算网融合技术愿景如图 1 所示。

为最大程度发挥服务化架构在适应性、弹性、可靠性上的优势，算网融合通过对算力与网络等多维资源进行统一编



▲图1 面向业务感知的服务化架构算网融合技术愿景

排与调度,以算力服务的形式向业务提供按需调度、灵活适配的网络服务,拓宽了未来网络的新价值。

3 基于服务化架构的算网融合研究挑战

为了充分发挥微服务等服务化相关技术在算网资源管理问题上的赋能效用,我们需要着力解决以下两方面的问题。首先,需要对拆解的微服务与业务整体的相关性进行合理的分析与数学建模。由于微服务间存在功能上的依赖关系,微服务单体性能与业务整体性能间存在制约关系,因此,基于微服务的科学业务建模方法是算网资源高效利用的研究基础。其次,需要面向业务需求感知与业务特征,建立算网资源的协同控制机理。在面向微服务设计算网资源分配方案时,由于微服务的算网资源需求不同,且业务的微服务逻辑结构复杂,需要充分分析微服务单体与微服务局部交互对算网资源分配的影响。

3.1 基于微服务的算网融合资源管理研究现状

目前,学术界主要聚焦无线接入网、边缘计算等特定场景下的基于微服务的算网资源管理研究。为了实现算力与网络资源的高效调度并最终体系化地建立基于微服务的业务模型,应首先充分分析与提取微服务的需求、特征与相关性。

现有普遍使用的基于微服务的业务建模方法主要有两种。第一种是将业务建模成有序的微服务集合,微服务间存在线性依赖且在时间上有前后逻辑关系^[9-13]。例如,人脸表情识别微服务需要在人脸识别微服务后运行。第二种方法是将业务建模成有向无环图(DAG),只有当有向边上的前导微服务完成后才能进行其指向的后续微服务^[14-18]。在这种情况下,微服务存在不止一个前导微服务,其部署方案与性能会受到所有前导微服务集合的影响。这两种业务建模方法均考虑了实际业务运行过程中业务模块间存在的逻辑关系。由于业务微服务间的逻辑关系,前导微服务的部署方案与性能会影响后续微服务的通信资源分配与算力节点部署决策。因此,需要根据微服务间的关联性设计算网资源分配方案,以提高业务性能。基于DAG的业务建模方法在一定程度上考虑了业务微服务间的复杂逻辑关系,并设计了相应算网资源分配方案,提高了业务性能。

3.2 基于服务化架构的算网融合面临的挑战

现有工作虽然能够面向微服务进行算网融合的资源协同分配,但仍存在微服务与业务性能相关性的业务建模方法缺失、算网融合资源调度与业务需求失配的问题,未能建立系统融合性能最优的算网融合编排管理机制。基于服务化架构

的算网融合研究面临以下一些挑战。

(1) 微服务与业务整体相关性建模缺失:微服务间存在逻辑关系与交互行为,因此微服务单体部署决策影响业务整体服务水平。现有工作未充分考虑不同微服务的异质化特性,仅建模了微服务间单向的逻辑关系,未对多个微服务间信息交互与相互依赖的逻辑关系进行建模与量化,无法真实反应业务需求与微服务逻辑关联的结构特征。因此,目前缺少通用的基于微服务的业务建模方法。

(2) 算网融合资源调度与业务需求失配:为了最大程度地提升业务性能,需要结合微服务的资源需求与相关性特征,设计对应的算网资源分配方案。现有基于微服务的算网融合资源管理方案并未完整分析微服务间交互行为对业务性能的影响,这导致资源分配无法满足实际业务需求。

(3) 系统多种性能指标折中关系不清晰:在多业务场景下,需要在保证业务QoS的前提下,最大程度提升网络整体性能与容量。现有算网融合资源管理方案通常以业务时延、吞吐量等单一性能作为优化目标,对可靠性、系统容量、算网资源开销等性能指标间折中关系的研究并不清晰。因此,现有算网融合资源管理方案无法实现系统整体服务能力最优的目标。

4 基于服务化架构的算网融合关键技术

为确保基于服务化架构的算网资源的灵活高效调度,业界亟需解决业务建模缺失、算网资源与业务需求失配、系统多性能权衡不清等关键问题,突破基于云原生的算力服务与业务建模、业务需求适配的算网融合资源调度、面向系统整体性能优化的算网融合编排等技术瓶颈。基于服务化架构的算网融合关键技术研究将推动业务性能与网络整体效率的优化。构建普适的业务模型可以为适配业务需求的最优算网融合资源调度提供模型基础。对业务模型与分布式算网资源拓扑的映射关系与资源分配方法的研究,能够为复杂环境下的系统整体性能优化提供理论基础,从而指导系统整体服务能力最优的算网融合服务编排。

举例来说,基于服务化架构的算网融合技术能够有效赋能增强现实类应用场景。通过对使用者看到的现实世界进行数字化环境渲染与增强,增强现实技术实现了使用者在虚实世界的交互体验。目前增强现实技术已广泛应用于智慧工厂中的设备巡检、智慧教育中的教学互动等多种场景。增强现实类应用通常包含视频采集模块、跟踪模块、映射模块、物体识别模块、渲染模块等功能模块。各个模块的开发与部署可以相互独立,且模块间存在复杂的逻辑关系。例如,跟踪模块需要根据视频采集模块采集的图片与当前渲染模块的渲

染结果进行特征点学习,完成对镜头与目标物体的跟踪同步。同时,映射模块根据跟踪结果更新虚拟世界模型,并反向为跟踪模块提供新的特征点参数。增强现实类应用对算力的要求较高,而大多数移动终端与头显设备受限于算力与能耗,无法完成高清视频渲染与实时虚实交互。基于服务化架构的算网融合技术能够充分调度云边端算力资源,满足业务性能要求并提升网络整体容量。首先,利用基于云原生的业务建模方法能够将不同模块视为微服务,从而量化其计算量、传输数据量等参数,并衡量不同模块间的复杂逻辑关系与交互行为。其次,根据微服务的算网需求与相互作用关系,进一步利用算网融合资源调度方法将增强现实类应用模块部署在最优的算力节点(如移动终端、边缘计算等)上,以满足实时交互应用需求。最后,面向多业务、动态等复杂网络环境,利用算网融合服务编排能够提高系统时延、可靠性、算网资源利用率等多种系统性能指标,从而显著提升系统整体效率。

4.1 基于云原生的算力服务与业务建模

云原生技术广泛地应用在复杂信息技术(IT)业务的开发、维护等环节,能够提高IT业务交付与后期管理效率。将云原生技术应用在算网融合中,能够解决现有算力服务单体庞大、部署僵化的问题,实现轻量级、定制化的算力服务管理。另外,云原生技术将底层网络、算力、存储等多维度资源封装为微服务,并独立地部署在算力节点上。这样能够更大程度地调度网络分布式异构的算力资源,实现算网资源协同控制。基于微服务的算力服务类型包括两种:第一种是移动通信网络的网络功能,例如核心网的切片管理、接入网的基带处理等;另外一种是网络内生支持的新型算力服务,例如人工智能(AI)训练等。组合不同的算力服务,能够满足多样化业务需求。

为了更好地提升业务性能,需要深入挖掘业务微服务间的逻辑关系和交互行为,建立通用的业务微服务模型,为算网融合资源协同调度管理提供模型基础。首先,对单体微服务的计算、通信等资源需求进行合理性分析,并建模量化微服务对业务整体性能的相关性水平,完善微服务单体模型参数。其次,分析微服务间的逻辑关系与交互行为,进而构建微服务间的逻辑关联结构。在传统业务建模方法的基础上,不仅需要考虑两个微服务间“单向线性”的逻辑关系,还要进一步建模两个或多个微服务间“环形交互”的复杂逻辑结构。由于前导微服务在资源需求与性能上的差异,不同前导微服务对后续微服务的部署方案与性能表征的影响力存在不同。因此,还需进一步量化逻辑关系上的前导微服务对后续

微服务的影响力,建模微服务间的影响力参数。最后,根据微服务单体需求和逻辑关联结构,利用有向图的方法健全业务整体模型。有向图的顶点代表一个微服务,其特征参数包括计算能力要求、重要性水平等,有向边代表两个微服务间的逻辑关系,其特征参数包括微服务的业务传输量、影响力水平等。

4.2 业务需求适配的算网融合资源调度

基于微服务的业务建模将算力服务分布式部署在异构算力节点上。由于网络算力节点的计算资源有限,且节点间通信能力受到带宽、信道状态等通信资源与环境因素影响,因此需要根据业务需求与网络状态,对网络分布式的计算与通信资源进行整合与协同控制。研究建立业务模型与算网物理资源拓扑间的映射关系,能够对算力服务进行最优部署与灵活调度,最大程度提升业务性能。

为实现算网融合资源的最优调度,首先,分析算网物理资源拓扑与业务微服务模型的映射关系,构建面向业务需求与特征的算网资源优化问题。算网物理拓扑也可以利用图论的方法建模算力节点连接拓扑,并通过量化计算能力、通信能力等参数,构建算网资源模型。由于业务模型与算网资源模型具有不同的参数体系,可以通过在业务性能指标和算网资源维度上对应统一的方式,构建两者的关联模型,进一步研究算网融合资源分配优化问题。其次,对上述算网融合资源优化问题进行分解,通过降低优化变量间的关联性,降低问题求解的复杂度。该算网融合资源优化问题的复杂度主要来源于微服务间的逻辑关系与交互行为,因此,解决问题的关键在于对业务的有向图模型进行分解,形成多个算网融合资源优化的子问题。最后,根据分解后的微服务间逻辑关联性,建立子问题优化方向与整体方案设计目标的关联与统一,实现全局资源的最优配置。可以利用分布式学习、博弈论等方法,实现多智能体间的协同迭代学习,并最终获得最优的算网融合资源调度策略。

4.3 多目标联合优化的算网融合编排

随着网络规模与业务多样性的增加,算网融合资源优化目标不仅仅包括业务时延、吞吐等性能指标,还需要考虑业务可靠性、确定性及网络能效、算网资源利用率、算网管理开销等多种指标。因此,在适配业务需求的基础上,需要进一步考虑面向系统多性能联合优化的算网融合编排技术研究,通过对多指标权衡与协同管理,实现网络不确定性下的系统承载能力与效率提升。

首先,假设确定性的网络场景,并根据微服务的特征参

数,研究时延、可靠性、算网资源利用率等多种性能指标间的折中关系。多种性能指标的折中关系可以进一步建模成受约束的算网融合资源分配优化问题。通过对该优化问题进行求解,可以获得性能指标间相关性的数学表征,并能够给出算网融合编排指导。其次,面对网络不确定性场景,针对动态业务到达、算力节点中断等情况,利用概率论等方法研究灵活动态的算网融合编排策略。可以根据历史经验,利用梯度下降等方法设计线上算网融合编排策略,根据系统整体性能要求自适应地调整分布式算网资源分配。

5 结束语

本文探索了面向业务感知的服务化架构算网融合的资源管理技术研究,旨在推动云原生、微服务等技术在算网融合中的应用,引领通信与计算融合的新型网络设计范式。

参考文献

- [1] IMT-2030(6G)推进组. 6G典型场景和关键能力白皮书[R]. 2022
- [2] 中国信息通信研究院. 中国算力发展指数白皮书[EB/OL]. [2022-09-05]. http://www.caict.ac.cn/kxyj/qwfb/bps/202109/t20210918_390058.htm
- [3] China Mobile, China Telecom, China Unicom, et al. 5G-advanced technology evolution from a network perspective (2021)[EB/OL].[2022-09-05]. <https://www.huawei.com/en/events/5g-advanced-technology-evolution-network-perspective>
- [4] IMT-2030(6G)推进组. 6G网络架构愿景与关键技术展望白皮书[R]. 2021
- [5] PELTONEN E, BENNIS M, CAPOBIANCO M, et al. 6G white paper on edge intelligence [EB/OL]. (2020-04-30) [2022-09-07]. <https://arxiv.org/abs/2004.14850>
- [6] WIKSTROM G, PERSSON P, PARKVALL S, et al. 6G-connecting a cyber-physical world [EB/OL]. [2022-09-06]. <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/white-papers/a-research-outlook-towards-6g>
- [7] 国家发展改革委, 中央网信办, 工业和信息化部, 等. 全国一体化大数据中心协同创新体系算力枢纽实施方案[EB/OL]. [2022-09-06]. https://www.ndrc.gov.cn/xwdt/tzgg/202105/t20210526_1280839.html?code=&state=123
- [8] IMT-2030(6G)推进组. 6G网络架构愿景与关键技术展望白皮书[EB/OL]. [2022-09-06]. https://mp.weixin.qq.com/s/JXqJbVTvbPvJE_Tl5jRXKA
- [9] 中国移动通信有限公司研究院. 6G服务化RAN白皮书[EB/OL]. [2022-09-06]. <http://cmri.chinamobile.com/insight/technology/7319.html>
- [10] WANG M, CHENG B, FENG W D, et al. An efficient service function chain placement algorithm in a MEC-NFV environment [C]//Proceedings of 2019 IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2019: 1-6. DOI: 10.1109/GLOBECOM38437.2019.9013235
- [11] CAO Z, ZHANG H G, CAO Y, et al. A deep reinforcement learning approach to multi-component job scheduling in edge computing [C]//Proceedings of 2019 15th International Conference on Mobile Ad-Hoc and Sensor Networks (MSN). IEEE, 2019: 19-24. DOI: 10.1109/MSN48538.2019.00018
- [12] CHEN L L, XU Y C, LU Z H, et al. IoT microservice deployment in edge-cloud hybrid environment using reinforcement learning [J]. IEEE Internet of Things journal, 2021, 8(16): 12610-12622. DOI: 10.1109/JIOT.2020.3014970
- [13] WANG S Q, ZAFER M, LEUNG K K. Online placement of multi-component applications in edge computing environments [J]. IEEE access, 2017, 5: 2514-2533. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2665971
- [14] CHEN J W, YANG Y J, WANG C Y, et al. Multitask offloading strategy optimization based on directed acyclic graphs for edge computing [J]. IEEE Internet of Things journal, 2022, 9(12): 9367-9378. DOI: 10.1109/JIOT.2021.3110412
- [15] GHOLAMI A, BARAS J S. Collaborative cloud-edge-local computation offloading for multi-component applications [C]//2021 IEEE/ACM Symposium on Edge Computing (SEC). IEEE, 2021: 361-365. DOI: 10.1145/3453142.3493515
- [16] SEDGHANI H, FILIPPINI F, ARDAGNA D. A randomized greedy method for AI applications component placement and resource selection in computing continua [C]//Proceedings of 2021 IEEE International Conference on Joint Cloud Computing. IEEE, 2021: 65-70. DOI: 10.1109/JCC53141.2021.00022
- [17] CHEN X W, TANG S T, LU Z H, et al. iDiSC: a new approach to IoT-data-intensive service components deployment in edge-cloud-hybrid system [J]. IEEE access, 7: 59172-59184. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2915020
- [18] FATICANTI F, DE PELLEGRINI F, SIRACUSA D, et al. Throughput-aware partitioning and placement of applications in fog computing [J]. IEEE transactions on network and service management, 2020, 17(4): 2436-2450. DOI: 10.1109/TNSM.2020.3023011

作者简介



周吉喆, 中国信息通信研究院工程师; 主要研究方向为算网融合、通感算一体化; 发表论文 10 余篇。



杨思远, 中国信息通信研究院移动通信创新中心 MTNet 实验室主任工程师; 长期从事移动通信领域的技术研究、技术试验等工作, 负责多项 LTE、NB-IOT 基站等标准的制定工作, 参与多项国家重大专项课题。



王志勤, 中国信息通信研究院副院长、中国通信标准化协会无线通信技术工作委员会主席、中国通信学会无线及移动通信委员会主任委员, 教授级高级工程师, “新一代宽带无线移动通信网”国家科技重大专项副总工程师; 主要研究方向为无线移动通信技术和标准。

近场通信与定位:从球面波前模型到电磁场理论



Near-Field Communication and Positioning: From Spherical Wavefront Model to Electromagnetic Field Theory

陈昂/CHEN Ang, 陈力/CHEN Li, 卫国/WEI Guo

(中国科学技术大学, 中国 合肥 230026)

(University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205003

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221013.0835.004.html>

网络出版日期: 2022-10-13

收稿日期: 2022-08-10

摘要: 介绍并推导了电磁衍射域的感应近场区域、辐射近场区域、菲涅尔区域和远场区域的边界条件和辐射特征。针对辐射近场区域的通信, 介绍了球面波前模型, 认为通过球面波前模型可以正确地建模近场通信信号。针对辐射近场区域的定位, 球面波前模型不再准确, 因此采用电磁场理论去建模近场信道, 并提出了一个通用的近场定位模型, 进而基于估计理论推导了近场定位的克拉美罗界。

关键词: 电磁衍射域; 近场通信; 近场定位; 球面波前模型; 电磁场理论

Abstract: The boundary conditions and radiation characteristics of the reactive near-field, radiative near-field, Fresnel, and far-field regions of the electromagnetic diffraction domain are introduced and derived. For communication in the radiative near-field region, the spherical wavefront model is introduced, through which the near-field communication signal can be modeled correctly. For the positioning in the radiative near-field region, the spherical wavefront model is no longer accurate. The electromagnetic field theory is used to model the near-field channel and a general near-field positioning model is proposed, and the Cramér-Rao bound of near-field positioning based on the estimation theory is derived.

Keywords: electromagnetic diffraction domain; near-field communication; near-field positioning; spherical wavefront model; electromagnetic field theory

下一代无线通信系统(如6G)有如下关键特征: 更高的数据传输速率、更大的信道容量、超高的安全性和可靠性、超低的延迟和良好的可扩展性。为了实现以上特征, 一方面, 毫米波(30~300 GHz)和太赫兹(0.1~10 THz)作为新的频谱将被进一步开发; 另一方面, 接收和发射天线的部署将朝着具有大量可精细定制天线的新范例发展, 天线单元的数量向百量级甚至千量级发展。例如, 大规模多输入多输出(MIMO)和超大规模MIMO被提出并广泛讨论。大型智能表面(LIS)、全息MIMO, 以及可重构智能表面(RIS)等技术将有助于未来的无线网络成为集通信和感知为一体的更智能的实体。

更高的载频以及收发天线阵列的大型化会使无线信号的电磁衍射域从远场转移到近场。那么, 在传统的远场通信中所做的均匀平面波前假设将不再成立。基于该假设建模近场

信道将会对近场通信和定位造成重大性能损失。近年来, 基于近场信道的通信和定位问题已成为研究热点。

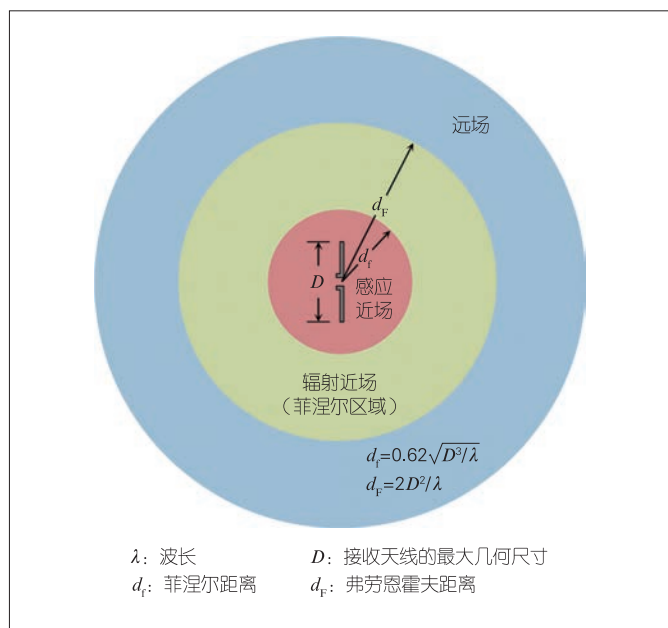
1 无线通信中的近场区域

首先, 我们推导并介绍电磁衍射域的各个分区的边界条件和辐射特征。当天线在自由空间中辐射无线信号时, 场分布由麦克斯韦方程唯一确定, 波前为球面波前, 但随着观察距离的增加, 波前逐渐可以近似为平面波前。如图1所示, 无线信号的电磁衍射域有4个分区: 感应近场区域、辐射近场区域、菲涅尔区域和远场区域。需要注意的是, 在无须严格区分辐射近场区域和菲涅尔区域的前提下, 菲涅尔区域可以等价地被视为辐射近场区域。这些区域是从发射器的角度定义的, 但是由于互易性, 可以从接收器端等效地查看。

1.1 感应近场区域

感应近场往往在发射天线的周围, 是4个区域中距离发

基金项目: 国家重点研发计划(2021YFB2900302)



▲图1 感应近场、辐射近场、菲涅尔区域和远场的示意图

射天线最近的。射频信号加载到发射天线后,天线中的电流和电荷产生强烈的电感和电容效应,激发辐射场和非辐射场(感应场)。非辐射场与传播距离的高次项成反比,并会随着传播距离的增大而迅速衰减。感应近场区域的一个重要特征是:在该区域中,非辐射场不可忽略。我们给出以下一个具体的例子。

考虑一个发射点源,在任何垂直于传播的方向上,在传播距离 z 处的电场正比于公式(1)^[1]:

$$\frac{j\eta e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}z}}{2\lambda z} \left(1 + \frac{j}{2\pi z/\lambda} - \frac{1}{(2\pi z/\lambda)^2} \right), \quad (1)$$

其中, j 是虚数单位, η 是自由空间阻抗, λ 是波长。公式(1)的括号中的后两项通常会被忽略,因为它们会随着 z 的增大而迅速衰减。这两项代表的是非辐射场,它们仅在感应近场区域时才会对总体的电场产生影响。更具体地,我们给出公式(2):

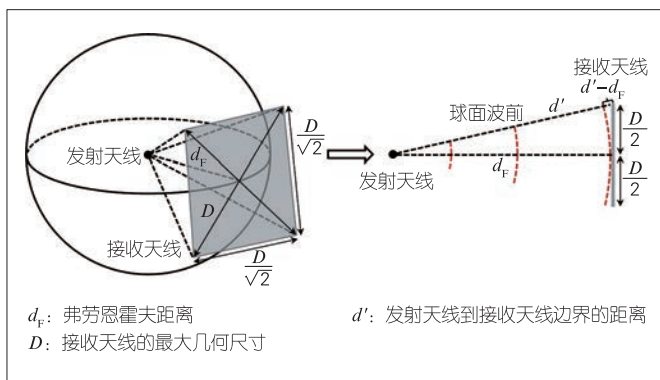
$$\left| 1 + \frac{j}{2\pi z/\lambda} - \frac{1}{(2\pi z/\lambda)^2} \right|^2 = 1 - \frac{1}{(2\pi z/\lambda)^2} + \frac{1}{(2\pi z/\lambda)^4}. \quad (2)$$

在 $z = \lambda$ 时,公式(2)等于0.975。因此,当我们考虑电磁小天线时(可以近似为单个点源), $z \geq \lambda$ 处的电场可以忽略公式(1)中的最后两项。此外,对于由连续的点源组成的电磁大天线,感应近场大约在 $z = d_F = 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ 处结束^[2]。其中, D 是天线的最大几何尺寸, d_F 称为菲涅尔距离。

1.2 辐射近场区域和非涅尔区域

辐射近场处于感应近场区域和远场区域之间。如果接收天线在发射天线的辐射近场区域,那么接收信号的振幅和相位都会有不可忽略的变化。辐射近场与感应近场的边界是菲涅尔距离 d_F ,辐射近场与远场的边界普遍采用弗劳恩霍夫距离 $d_F = 2D^2/\lambda$ ^[3]。考虑到球面波前曲率的变化, d_F 描述接收天线表面中心点和边界点的最大相位差异为 $\pi/8$ 。当该相位差最大时,入射球面波前垂直撞击在接收天线表面中心点,如图2所示。假设接收天线表面中心点位于发射天线的弗劳恩霍夫距离处即 $d = d_F$,那么 $d' = \sqrt{d_F^2 + (D/2)^2}$,因此最大相位差为:

$$\frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{d_F^2 + \frac{D^2}{4}} - d_F \right) \approx \frac{2\pi}{\lambda} \frac{D^2}{8d_F} = \frac{\pi}{8}, \quad (3)$$



▲图2 入射球面波前垂直撞击接收天线平面中心点

其中,我们使用了泰勒近似,即 $\sqrt{1+x} \approx 1+x/2$ 。泰勒近似的误差在 $d_F \geq 1.19D$ 时小于 3.5×10^{-3} ,这为远场附加了一个额外的下界。在该界限处,接收天线表面的中心点与边界点的最大角度差为 $\pi/8$,这导致了一个可以忽略的振幅差异:

$$\frac{d}{d'} \geq \frac{1.19D}{\sqrt{(1.19D)^2 + D^2/4}} \approx \cos(\pi/8) \approx 0.92. \quad (4)$$

基于上述结果,我们通常定义传播距离位于 $1.19D$ 和弗劳恩霍夫距离 d_F 之间的区域为菲涅尔区域。在菲涅尔区域中,接收天线表面的振幅变化可以忽略,但是相位变化不可忽略。可以看出,当 $d_F \geq 1.19D$ 即 $D \geq 0.6\lambda$ 时,菲涅尔区域才会存在。

1.3 远场区域

当信号传播距离大于弗劳恩霍夫距离时,接收天线位于

发射天线的远场区域（也称为弗劳恩霍夫区域）。在远场区域中，电磁波的球面波前可以近似为平面波前。接收天线表面的振幅和相位变化均可以忽略不计，其中振幅仅取决于发射天线到接收天线表面中心的传播距离，而相位变化仅取决于入射角（由于平面波前假设，入射角近似不变）。

我们在表1中总结了感应近场、辐射近场、菲涅尔区域和远场的边界条件和辐射特征。这些边界条件并不是绝对且明显的，它们仅表明每个区域的大概范围。

基于表1，我们给出一些具体的举例。考虑系统的载波频率为 $f_c = 6\text{ GHz}$ （即波长 $\lambda = 5\text{ cm}$ ），天线阵列的子天线个数为 $N \times N$ ，各个子天线的间隔为半波长（即 $l = \lambda/2$ ），可以计算出天线阵列的最大几何尺寸 $D = \sqrt{2}(N-1)\lambda/2$ 。表2给出了基站配置不同个数的子天线时的各个电磁衍射域的具体范围。可以看出传统天线配置（ 2×2 ， 4×4 ）下的近场区域（辐射近场/菲涅尔区域）为几厘米到几十厘米，所以传统通信和定位一般不考虑近场。然而随着天线个数的增加，近场区域也逐渐扩大，达到几十米到几百米。

2 无线近场通信

未来的无线通信趋向于在基站采用大规模的天线阵列，以满足通信系统中数量日益增长的用户终端的需求。基于表2，可以看出基站的近场区域会扩大，可以达到几十米甚至几百米，这使无线通信在近场中的发生成为可能。需要指出的是，由于感应近场的范围很小，通信与定位中通常只考虑辐射近场（菲涅尔区域）。下文所提到的“近场”均指代的“辐射近场”。

▼表1 感应近场、辐射近场、菲涅尔区域和远场的边界条件和辐射特征

衍射域	边界条件(d 为传播距离)	波前形状	辐射特征
感应近场	$0 < d < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$	球面波前	范围很小,非辐射场不可忽略
辐射近场	$0.62\sqrt{D^3/\lambda} \leq d < 2D^2/\lambda$	球面波前	接收表面上,信号的振幅和相位均有变化
菲涅尔区域(辐射近场)	$1.19D \leq d < 2D^2/\lambda$	球面波前	接收表面上,信号的振幅变化可以忽略
远场	$2D^2/\lambda \leq d < \infty$	近似为平面波前	接收表面上,信号振幅和相位变化均可忽略

λ : 波长 d : 传播距离 D : 接收天线的最大几何尺寸

▼表2 基站配置不同个数的子天线时的各个电磁衍射域的范围

子天线个数	感应近场	辐射近场	菲涅尔区域
2×2	$0 < d < 1.84\text{ cm}$	$1.84\text{ cm} \leq d < 5\text{ cm}$	$4.21\text{ cm} \leq d < 5\text{ cm}$
4×4	$0 < d < 9.58\text{ cm}$	$9.58\text{ cm} \leq d < 45\text{ cm}$	$12.6\text{ cm} \leq d < 45\text{ cm}$
16×16	$0 < d < 1.07\text{ m}$	$1.07\text{ m} \leq d < 11.3\text{ m}$	$0.631\text{ m} \leq d < 11.3\text{ m}$
32×32	$0 < d < 3.18\text{ m}$	$3.18\text{ m} \leq d < 48.1\text{ m}$	$1.30\text{ m} \leq d < 48.1\text{ m}$
64×64	$0 < d < 9.22\text{ m}$	$9.22\text{ m} \leq d < 198\text{ m}$	$2.65\text{ m} \leq d < 198\text{ m}$
128×128	$0 < d < 26.4\text{ m}$	$26.4\text{ m} \leq d < 806\text{ m}$	$5.34\text{ m} \leq d < 806\text{ m}$

d : 传播距离

2.1 近场通信的球面波前模型

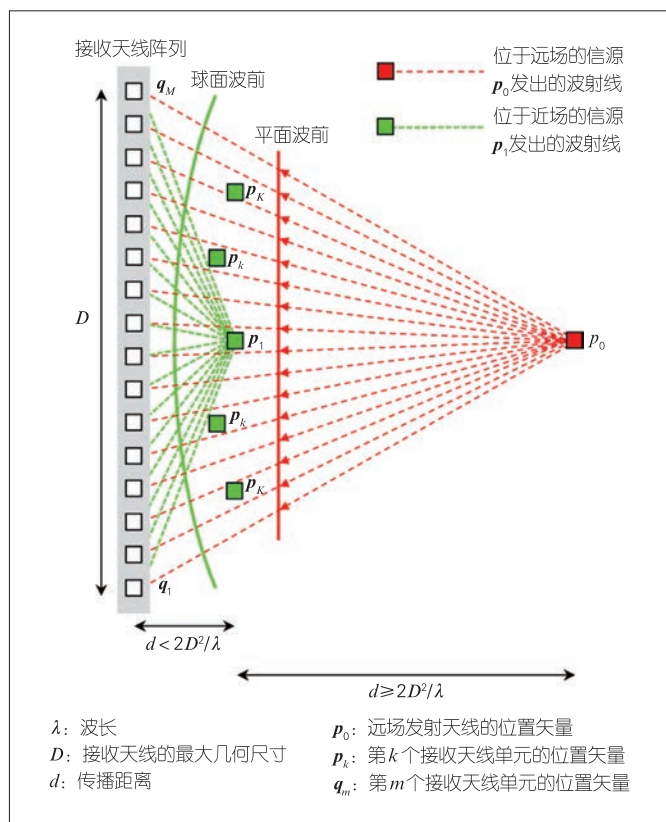
在远场通信中，电磁波的波前近似于平面，这意味着信道的导向矢量只与到达/离开角有关，而且所有天线单元的到达角/离开角近似相等。然而，当无线通信发生在近场区域时，所有天线单元的到达角/离开角不能近似相等，而且导向矢量还应包含用户终端与各个天线单元之间的距离。在近场通信中，通常采用球面波前模型对近场信号进行建模。不同天线单元在接收同一个用户终端发射的信号时会有不同的到达角和传播距离，这会导致不同的相位和振幅。

我们用一个例子（如图3所示的通信系统）来说明球面波前模型^[4]。接收天线阵列包含 M 个天线单元，各个天线单元位于 $\mathbf{q}_m = (x_m^a, y_m^a, z_m^a)$, $m = 1, \dots, M$ 。在接收天线阵列的近场区域有 K 个单天线用户终端，各个近场用户终端位于 $\mathbf{p}_k = (x_k^s, y_k^s, z_k^s)$, $k = 1, \dots, K$ 。假设每个用户发出窄带信号撞击在接收天线阵列上，那么传播延迟可以转换为相位。第 m 个天线单元的输出为：

$$y_m(t) = \sum_{k=1}^K \frac{r_{0,k}}{r_{m,k}} s_k(t) \exp\left\{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_{m,k} - r_{0,k})\right\} + w_m(t), \quad (5)$$

其中， $s_k(t)$ 是第 k 个近场用户发出的信号， $r_{m,k}$ 是第 m 个天线单元与第 k 个用户之间的距离， $r_{0,k}$ 是参考点（例如天线单元之一或接收天线阵列的相位中心）与第 k 个用户之间的距离， $w_m(t)$ 是加性高斯噪声。在笛卡尔坐标系中， $r_{m,k}$ 和 $r_{0,k}$ 可以写为：

$$\begin{aligned} r_{m,k} &= \sqrt{(x_m^a - x_k^s)^2 + (y_m^a - y_k^s)^2 + (z_m^a - z_k^s)^2}, \\ r_{0,k} &= \sqrt{(x_0^a - x_k^s)^2 + (y_0^a - y_k^s)^2 + (z_0^a - z_k^s)^2}. \end{aligned} \quad (6)$$



▲图3 远场(平面波前近似)和近场(球面波前)通信系统示意图

另外,用户的位置可以用极坐标描述。我们假设参考点 \$(x_0, y_0, z_0)\$ 位于极坐标原点,并定义一个单位方向矢量:

$$\mathbf{u}(\phi, \psi) = [\cos \phi \cos \psi, \sin \phi \cos \psi, \sin \psi]^T, \quad (7)$$

其中, \$\phi\$ 和 \$\psi\$ 分别表示方向角和仰角。

所以,从参考点到第 \$k\$ 个用户的向量可以写为 \$r_{0,k} \mathbf{u}(\phi_k, \psi_k)\$, 从参考点到第 \$m\$ 个天线单元的向量可以写为 \$r_{m,k}^a \mathbf{u}(\phi_m^a, \psi_m^a)\$。进而,从第 \$m\$ 个天线单元到第 \$k\$ 个用户的向量可以写为 \$r_{0,k} \mathbf{u}(\phi_k, \psi_k) - r_{m,k}^a \mathbf{u}(\phi_m^a, \psi_m^a)\$, 计算该向量的 2 范数可以得到其长度:

$$r_{m,k} = \sqrt{r_{0,k}^2 + (r_{m,k}^a)^2 - 2r_{0,k}r_{m,k}^a \mathbf{u}(\phi_k, \psi_k)^T \mathbf{u}(\phi_m^a, \psi_m^a)}。 \quad (8)$$

从公式 (8) 可以看出,距离差 \$r_{m,k} - r_{0,k}\$ 由 \$r_{0,k}\$ 和信号的方向 \$\phi_k, \psi_k\$ 给出。\$M\$ 个天线单元的输出可以由向量给出:

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{a}(\phi_k, \psi_k, r_{0,k}) s_k(t) + \mathbf{w}(t), \quad (9)$$

其中,

$$\mathbf{a}(\phi_k, \psi_k, r_{0,k}) = \left[\frac{r_{0,k}}{r_{1,k}} \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (r_{1,k} - r_{0,k}) \right\}, \dots, \frac{r_{0,k}}{r_{M,k}} \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (r_{M,k} - r_{0,k}) \right\} \right]^T。 \quad (10)$$

公式 (9) 和 (10) 给出的阵列信号输出很好地描述了近场信号的球面波前所对应的不同的到达角和传播距离,而且阵列流型 \$\mathbf{a}(\phi_k, \psi_k, r_{0,k})\$ 很好地建模了由于传播距离和到达角的差别所导致的相位和振幅的不同。这就是在近场中通常采用的球面波前模型。

从公式 (5) 可以看出,不同的天线单元接收到的信号幅度是不同的,这取决于该天线单元到用户终端之间的距离。当用户位于接收天线阵列的非涅尔区域时,所有天线单元输出信号的幅度可以近似相等,只有相位差依然存在。这时,第 \$m\$ 个天线单元的输出可以写为:

$$y_m(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (r_{m,k} - r_{0,k}) \right\} + w_m(t)。 \quad (11)$$

如果用户终端进一步远离接收天线阵列,直至其位于远场区域 (如图 3 中位于 \$p_0\$ 的用户),那么传播距离远大于接收天线阵列的尺寸,即 \$r_m^a \ll r_{0,k}\$, 则可以得到 \$r_{m,k} \approx r_{0,k}\$。

公式 (5) 中和传播距离相关的振幅项约等于 1, 即

$$\frac{r_{0,k}}{r_{m,k}} \approx 1。 \text{ 进而,公式 (8) 可以简化为:} \quad (12)$$

$$r_{m,k} \approx r_{0,k} - r_m^a \mathbf{u}(\phi_k, \psi_k)^T \mathbf{u}(\phi_m^a, \psi_m^a)。$$

因此,公式 (5) 中的相位项将不再与距离 \$r_{0,k}\$ 相关,而只依赖于信号的方向 \$\phi_k\$ 和 \$\psi_k\$。这时,第 \$m\$ 个天线单元的输出为:

$$y_m(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} r_m^a \mathbf{u}(\phi_k, \psi_k)^T \mathbf{u}(\phi_m^a, \psi_m^a) \right\} + w_m(t)。 \quad (13)$$

公式 (13) 广泛使用在远场阵列信号处理中,称为远场信号模型。

2.2 基于球面波前模型的近场通信

在研究近场通信时,关键点在于使用球面波前模型正确地建模近场信号。下面我们介绍两个无线近场通信的最新研究进展事例。

(1) 收发阵面尺寸的增大会导致空间宽带效应和频率选择效应的出现。空间宽带效应是指较大的阵面尺寸导致不同天线单元接收同一个符号的最大时间延迟与符号间隔相当或大于符号间隔,即不同的天线单元接收不同步。频率选择效

应是指对于宽带传输,信号在不同的频率上会获得不同的增益。根据球面波前模型,研究人员提出了使用全息超表面天线的近场超大规模 MIMO 的上行波束成形算法^[5],该算法可以降低空间宽带效应和频率选择效应带来的性能损失。同时,他们对比了同一位置采用球面波前模型和平面波前模型的差异。结果表明,球面波前模型有效提高了通信系统的速率并降低了近场效应带来的性能损失。

(2) 大规模 MIMO 通常基于窄带假设,波束成形和天线的间距通常按照中心频点来设计。这使得在宽带系统下,波束方向随频率变化而变化,这种现象被称为波束偏移。首先,在高频超大规模 MIMO 系统中,巨大的带宽会导致不同子载波波束对准的物理方向与目标物理方向的偏差显著增加;其次,巨大数量的天线单元会导致波束宽度极窄。所以,波束偏移效应将会加剧,不同子载波频率的波束可能会被完全分割成分离的物理方向,这种现象叫做波束分裂^[6]。在近场超大规模 MIMO 系统中,波束分裂现象将会愈发明显。未来,可以基于球面波前模型设计系统的预编码来降低波束分裂现象与近场效应带来的性能损失。

3 无线近场定位

6G 通信系统具有高比特率、大信息容量和智能化等特点。借助 6G 系统中的感知定位技术,使用相同的无线通信系统,可以实现高精度定位。随之而来的问题是,6G 系统中通信和感知的信号往往会在近场中传播,因此,研究近场中的高精度定位技术十分必要。

目前,该研究主要分为两个方向:第一,使用近场球面波前模型去修正传统的远场定位模型与算法;第二,使用更准确的电磁场模型(解析模型)代替球面波前模型。

3.1 基于球面波前模型的近场定位

近场定位的研究已经引起了业界广泛的关注。大多数工作是根据球面波前模型去建模无线信号的,主要可以分为:近场定位模型的建模与近场定位算法的设计。

近场定位模型建模的关键点在于用球面波前模型去描述近场信号。目前已经有很多研究采用各种天线范式的近场定位模型,包括:均匀线阵、均匀面阵、大规模天线阵列等。为了降低大规模天线阵列的复杂度和实现成本,我们将电磁透镜引入球面波前模型^[7]。

近场定位算法设计的主要研究方向在于使用近场球面波前模型去修正传统的远场定位算法。目前已经有很多工作研究了各种远场定位算法的近场修正,包括:改进的近场二维多重信号分类(MUSIC)算法、近场全局最优最大似然

(ML)搜索方法、近场旋转不变(ESPRIT)算法等。针对配备电磁透镜的大规模天线阵列的近场定位模型,我们提出了一种有效的参数化估计算法,该算法可以直接重用接收信号来提取位置参数^[8]。

3.2 基于电磁场模型的近场定位

事实上,球面波前模型不能准确描述天线或阵列近场区域的电磁场方程,而且通常不考虑非均匀天线辐射方向图、耦合效应、信号极化和对仰角的依赖性,并经常忽略信号源的物理特性(发射天线的类型、尺寸、方位等)。很多近场定位工作使用的球面波前模型也常常忽略接收信号的幅度依赖,而只考虑相位的约束。这些都会对信号源激发的电磁场和接收天线收集的观测数据产生深远影响^[4]。直接利用电磁场理论去建模近场信道是更加准确的方法。电磁场模型的关键点在于根据麦克斯韦方程给出信号源激发的场分布(信号源的类型和参数需要确定),然后由场分布确定近场信道响应。

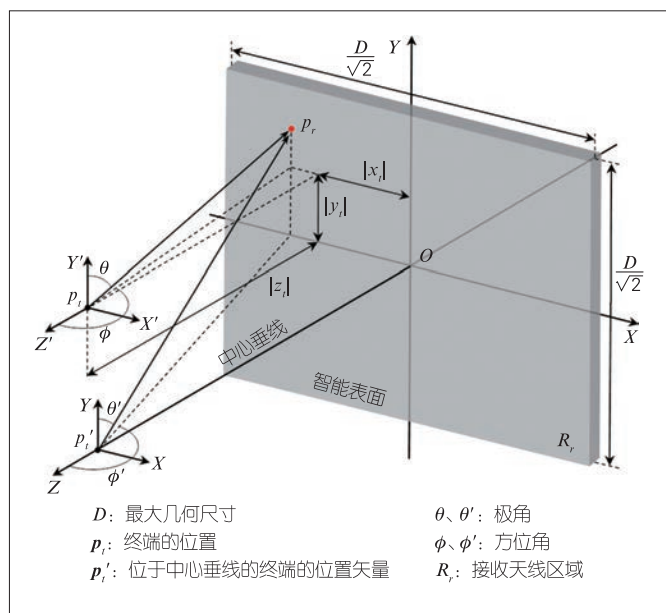
我们在文献[9]中提出了基于电磁场理论的通用近场定位模型,如图4所示。待定位的终端位于观测表面前方的任意一点 $\mathbf{p}_t = (x_t, y_t, z_t)$,终端的源电流会在观测表面产生电场,该电场是矢量的(即在3个笛卡尔坐标轴上都有分量)且包含终端的位置信息。我们考虑观测表面是具有不同观测能力的天线范式:

(1) 观测表面是智能表面(如大型智能表面),具有连续的电磁活性物质,能够空间连续地观测到其上每个点处的矢量电场。

(2) 观测表面的观测能力下降,只能空间连续地观测到其上每个点处的标量电场,其中标量电场是矢量电场的坡印廷矢量在垂直于观测表面方向的分量。

(3) 观测表面的观测能力进一步下降,整个表面只能观测到一个总体的标量电场。其中总体标量电场是标量电场在观测表面区域的二重积分,这种情况下智能表面就退化为了传统的面天线。

综合电磁场模型和信号估计理论,我们推导了使用上述3种观测电场的近场定位克拉美罗界(CRB),进而评价该近场定位系统的估计性能。另外,当终端位于观测表面的中心垂线上时,记为 $\mathbf{p}_t' = (0, 0, z_t)$,CRB的计算将大大简化。我们给出了在这种情况下使用3种观测电场的CRB的闭式表达式。最后,我们研究了多个分布式的观测表面会对近场定位性能产生的影响,并推导了具有多个分布式观测表面的近场定位系统的CRB。结果表明,在毫米波频段,使用实际尺寸



▲图4 基于电磁场理论的近场定位模型

的智能表面去观测矢量电场或者标量电场可以达到厘米级的定位精度，而利用总体标量电场只有初步的近场测距功能。另外，采用多个分布式观测表面可以显著提升平行于观测表面的两个维度（例如，图4中的X和Y维度）的定位精度。

4 结束语

在未来的无线网络中，大型的天线阵列和更高的载频将会促使无线信号的电磁衍射域从远场转移到近场，相应的通信和定位问题也由远场转移到近场。在本文中，我们首先推导并介绍了电磁衍射域的感应近场区域、辐射近场区域、菲涅尔区域和远场区域的边界条件和辐射特征；然后，针对近场通信问题，我们介绍了可以正确建模近场信号的球面波前模型；最后，针对近场定位问题，我们给出了基于电磁场理论的通用近场定位模型，并推导了近场定位的CRB。在未来的研究中，如何在近场信道模型下提升通信和定位的性能值得进一步探索和讨论。

参考文献

- [1] BJÖRNSON E, DEMIR Ö T, SANGUINETTI L. A primer on near-field beamforming for arrays and reconfigurable intelligent surfaces [C]// Proceedings of 2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. IEEE: 105–112. DOI: 10.1109/IEEECONF53345.2021.9723331
- [2] SELVAN K T, JANASWAMY R. Fraunhofer and fresnel distances: unified derivation for aperture antennas [J]. IEEE antennas and propagation magazine, 2017, 59(4): 12–15. DOI: 10.1109/MAP.2017.2706648
- [3] SHERMAN J. Properties of focused apertures in the Fresnel region [J]. IRE

transactions on antennas and propagation, 1962, 10(4): 399–408. DOI: 10.1109/TAP.1962.1137900

- [4] FRIEDLANDER B. Localization of signals in the near-field of an antenna array [J]. IEEE transactions on signal processing, 2019, 67(15): 3885–3893. DOI: 10.1109/TSP.2019.2923164
- [5] XU J, YOU L, ALEXAND R, et al. Near-field wideband extremely large-scale MIMO transmission with holographic metasurface antennas [EB/OL]. (2022–05–08) [2022–08–05]. https://www.researchgate.net/publication/360409998_Near-Field_Wideband_Extremely_Large-scale_MIMO_Transmission_with_Holographic_Metasurface_Antennas
- [6] DAI L L, TAN J B, CHEN Z, et al. Delay-phase precoding for wideband THz massive MIMO [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2022, 21(9): 7271–7286. DOI: 10.1109/TWC.2022.3157315
- [7] GUIDI F, DARDARI D. Radio positioning with EM processing of the spherical wavefront [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2021, 20(6): 3571–3586. DOI: 10.1109/TWC.2021.3052053
- [8] YANG J, ZENG Y, JIN S, et al. Communication and localization with extremely large lens antenna array [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2021, 20(5): 3031–3048. DOI: 10.1109/TWC.2020.3046766
- [9] CHEN A, CHEN L, CHEN Y, et al. CRB for a generic near-field positioning system using three electric field types [EB/OL]. (2022–08–03) [2022–08–09]. <https://arxiv.org/abs/2207.00799>

作者简介



陈昂，中国科学技术大学电子工程与信息科学系在读硕士研究生；主要研究领域为无线近场通信与通信感知一体化技术。



陈力，中国科学技术大学电子工程与信息科学系副教授，IMT-2020（5G）、IMT-2030（6G）推进组成员，多个国际期刊编委和会议组织成员；主要研究方向为下一代无线通信系统关键技术、通信感知计算一体化、分布式机器学习、编码存储和计算等；主持国家自然科学基金面上项目、青年项目，以及国家重大专项课题等项目；发表论文30余篇，拥有5项国家发明专利。



卫国，中国科学技术大学教授，曾任国家“863”计划通信技术主题专家组成员、中国第三代移动通信系统研究开发项目总体组成员、国家“863”计划B3G移动通信重大项目总体组成员、“新一代宽带无线移动通信网”国家科技重大专项总体专家组成员；主要从事无线通信技术、移动通信网络、信号处理等方面的研究；获国家科技进步二等奖1项；发表论文100余篇，拥有数十项国家发明专利。

基于主动感知辅助的车联网波束赋形



Beamforming Scheme in Vehicular Communications Assisted by Active Sensing

孟骁/MENG Xiao¹, 刘凡/LIU Fan¹, 夏树强/XIA Shuqiang^{2,3}

(1. 南方科技大学, 中国 深圳 518055;

2. 中兴通讯股份有限公司, 中国 深圳 518057;

3. 移动网络和移动多媒体技术国家重点实验室, 中国 深圳 518055)

(1. Southern University of Science and Technology, Shenzhen 518055, China;

2. ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China;

3. State Key Laboratory of Mobile Network and Mobile Multimedia Technology, Shenzhen 518055, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205004

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221021.1719.002.html>

网络出版日期: 2022-10-22

收稿日期: 2022-08-15

摘要: 毫米波大规模多入多出系统具有提升车联网系统服务质量的潜力, 但现有的系统设计无法充分发挥该潜力。针对该问题, 通过分析毫米波频段通信信道与感知信道的相似特性, 论证了在车联网系统中使用感知功能对通信功能进行辅助的可行性。在此基础上, 以波束管理为核心, 阐述了具有更低导频开销的帧结构方案和使用感知功能辅助通信功能的信号处理一般流程。最后, 讨论并总结了基于感知辅助的车联网通信系统中的若干开放问题。

关键词: 通信感知一体化; 车辆基础设施互联系统; 大规模多入多出系统

Abstract: The millimeter-wave massive multiple-input multiple-output systems have the potential to improve the service quality of vehicle-to-infrastructure (V2I) networks, but existing system designs cannot fully exploit this potential. In response to this problem, the feasibility of using the sensing function to assist the communication function in the V2I networks is demonstrated by analyzing the similar characteristics of the communication channel and the sensing channel in the millimeter wave system. On this basis, a general design framework, the physical layer data-frame structure, and the signal processing pipeline are elaborated. Finally, several open problems in sensing-assisted V2I networks are summarized and discussed.

Keywords: integrated sensing and communication; V2I; multiple-input multiple-output system

1 通信感知一体化的背景

近年来, 作为热点技术, 雷达通信一体化 (JRC) 受到了学术界、工业界等的广泛关注。1963年, 美国的格伦·L·马丁公司提出的早期雷达通信一体化系统 (即利用导弹上的制导雷达发射的脉冲组携带通信信息^[1]), 可视为JRC的起源。20世纪90年代以来, 学术界和工业界陆续提出多种JRC方案, 其主要目的是将通信功能整合至已有的雷达系统中, 从而使得雷达不再只是单一地完成感知任务, 还可以作为通信终端从而成为通信网络中的一部分。在JRC技术的支撑下, 雷达系统不仅可以完成对目标搜索、探测、跟踪的功能, 还可以实现远距离、大容量的双向数据通信^[2]。

随着5G通信技术的发展, JRC这一经典课题再次焕发出全新的活力, 其主要内涵包括两方面: 其一, 随着无线接入设备数量的爆炸性增长, 频谱拥塞问题日益严重, 而常用的雷达系统独享了大量的频谱资源。因此若能使得雷达与无线通信系统共享频谱, 则拥塞问题可以得到极大缓解^[3]; 其二, 有相当一部分新兴应用需要同时以通信功能和感知功能作为基础, 例如智慧城市、智慧家庭等物联网应用, 以及车联网、自动驾驶等智能交通应用。雷达与通信的频谱共享及一体化, 已经成为学术界最热门的话题之一, 并进一步地被升华为通信感知一体化 (ISAC)。学术界和工业界广泛认为, ISAC将成为B5G/6G无线通信系统最核心的特性^[4]。

2 ISAC系统在车联网应用中的新机遇

以各种形式的自动驾驶为代表的新一代车辆应用对车联

基金项目: 中国科协青年人才托举计划 (YESS20210055); 国家自然科学基金 (62101234); 国家自然科学基金联合基金 (U20B2039)

网尤其是车辆对基础设施通信（V2I）网络的功能和性能提出了新的要求。在通信方面，为满足下一代智能网联车辆的指标需求，V2I网络需要实现高速率、低时延传输（通常认为业务吞吐量达到吉比特每秒量级，通信时延小于10 ms）。在感知方面，V2I网络需要提供稳定可靠的厘米级精度定位功能，以实现了对交通环境和车辆的高精度感知^[5-6]。

然而，目前已部署的车联网系统远无法达到上述要求。例如，专用短程通信技术（DSRC）仅能提供最高27 Mbit/s的通信速率，且受限于载波监听多址（CSMA）的接入方式，通信质量在车辆密度提高时严重下降^[7]。再如，现已规模化部署的4G/5G蜂窝网络，由于其主要工作在sub-6 GHz频段，所能提供的通信和定位功能也相对受限。其中，长期演进（LTE）网络通信速率在100 Mbit/s量级，端到端时延在百毫秒量级^[8]；第3代合作伙伴计划（3GPP）在Rel-16版本引入的5G网络无线接入定位技术可以达到室内定位误差小于3 m、室外定位误差小于10 m的效果，均难以满足上述通信与感知需求。此外，全球导航卫星系统（GNSS）的引入，可以有效降低定位误差，但是其位置信息的刷新率受限^[3]。

随着毫米波大规模多入多出（MIMO）技术的实际应用，V2I网络的性能将有望得到显著提升。在毫米波频段具有更加充裕的可用带宽，这不仅可以提供更高的数据传输速率，同时还可以显著提升感知功能的距离分辨率。另外，随着收发天线数目的增加，系统可以使用更窄的“铅笔式”波束准确地指向车辆或其他任意感兴趣的通信用户/感知目标^[9]。这在有效补偿毫米波路径损耗的同时还能提供更高的角度估计精度。更重要的是，毫米波信道具有稀疏性，这使得我们在使用毫米波进行雷达定位时收到的杂波干扰更少，定位更为可靠。上述需求和条件都为ISAC系统在车联网中的应用提供了现实意义和理论基础。

3 基于感知辅助的预测波束赋形方案

3.1 帧结构设计

尽管毫米波大规模MIMO技术具有为V2I网络提供更大的网络容量、更短的通信延迟和更高的定位精度的潜力，但现有的系统设计尤其是波束管理方案和帧结构设计方案，却无法充分挖掘该潜力。传统的

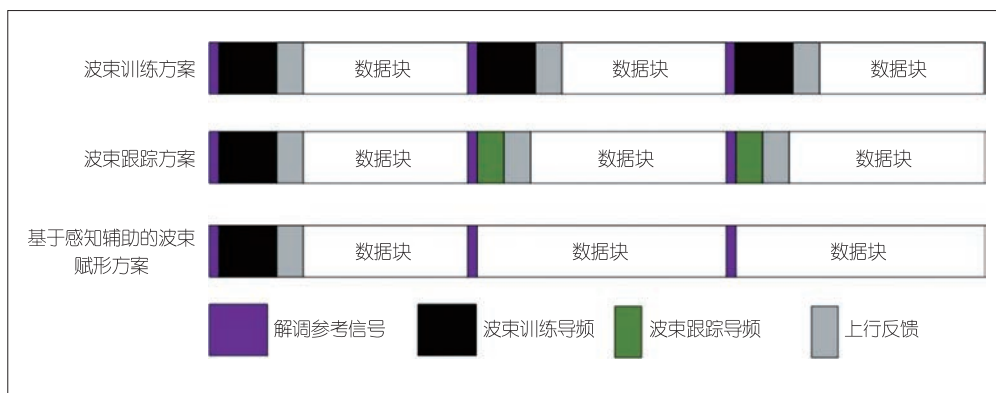
信道估计常利用上下行信道的互易特性，由路边单元（RSU）发送下行导频信号，经用户估计信道特性后通过上行链路反馈至RSU，该方案被称为波束训练方案，具体帧结构形式见图1^[10]。该方案在sub-6 GHz频段具有良好的性能，但却不完全适用于毫米波频段。该方案假定相邻两次信道估计之间的信道状况并无强关联性，因此需要发送较长的导频来完成信道估计。然而实际情况是，具有稀疏特性的毫米波信道主要由用户与RSU的相对位置决定。这使得两次信道实现之间具有较强的关联性，利用信道之间的关联特性可以有效地降低导频开销。因此，部分学者提出了如图1中波束跟踪方案的帧结构。通过利用两次信道探测之间的关联性，波束跟踪方案可以使用较短的导频完成信道估计^[11]。

此外，由于车辆本身外壳多为金属体，且一般不做特殊的电磁隐身处理，因此具有较大的雷达散射截面积（RCS）。这使得RSU发送的通信信号在传递信息的同时还可以产生较强的雷达回波，从而为ISAC设计提供了必要条件。具体而言，现有的使用感知辅助的预测波束赋形方案都具有相似的设计思路^[12-17]，即充分利用车辆需要沿道路运动的交通规则和车辆位置及速度不会发生突变的物理规律，利用通信信号的回波进行雷达信号处理以估计和预测车辆状态（信道状态），并设计波束以匹配预测的信道。该方案可以使用完整的通信信号进行匹配滤波，具有较高的匹配滤波增益；同时，由于信道探测流程均在RSU侧进行，因此无须用户端进行上行反馈，节省了反馈开销。

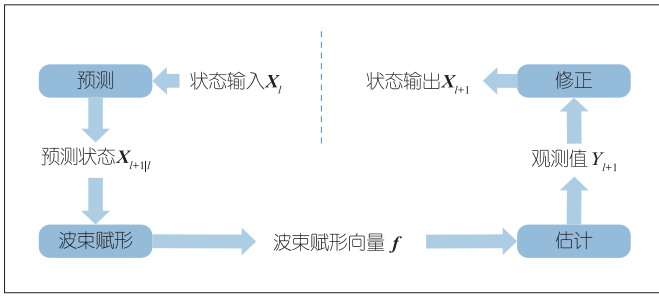
3.2 信号处理的一般流程

与系统的帧结构设计相匹配，系统的信号处理流程如图2所示。整个流程可以概括为4个步骤：预测、波束赋形、估计和修正。

信号的“预测”步骤依据状态转移函数进行。在ISAC



▲图1 基于感知辅助的通信系统帧结构设计



▲图2 基于感知辅助的通信系统一般信号处理流程

的V2I系统中，车辆的状态信息可以用其位置向量 \mathbf{x} 、速度向量 \mathbf{v} 、加速度向量 \mathbf{a} 和反射因子 β 表示。若将第 l 个时间窗口的状态信息用集合 \mathbf{X}_l 表示，则系统的状态转移方程可以表示为：

$$\mathbf{X}_{l+1} = h(\mathbf{X}_l) + \mathbf{z}, \quad (1)$$

其中， h 为状态转移函数， \mathbf{z} 为由于离散时间量化和系统不确定性带来的系统噪声。在状态转移函数中，运动模型部分可以表示为 $\mathbf{x}_{l+1} = \mathbf{x}_l + \mathbf{v}_l \Delta T$ ， $\mathbf{v}_{l+1} = \mathbf{v}_l + \mathbf{a}_l \Delta T$ ， $\mathbf{a}_{l+1} = \mathbf{a}_l$ 。对于道路模型为直线的情况，位置、速度和加速度可以在一般的三维笛卡尔坐标系中进行描述^[12]；对于道路模型为曲线的情况，状态信息可以在以道路中心的坐标轴的曲线坐标系中描述^[17]。若假设短时间内RSC为一个定值，则相邻两个时间单元的反射因子的状态转移模型可以描述为一个随着RSU与车辆间距离变化的函数，长时间尺度上的RCS变化可以认为是系统噪声。由于系统的真实状态始终是不可知的，因此需要使用上一时刻估计得到的系统状态进行预测并得到 $\mathbf{X}_{l+1|l}$ 。

在“波束赋形”步骤中，需要先将预测得到的位置状态信息映射至以RSU为中心的极坐标系，即：

$$(\theta, \phi) = g(\mathbf{X}_{l+1|l}), \quad (2)$$

其中， g 为坐标系之间的映射函数，由状态方程所在的坐标系设定决定， θ 和 ϕ 分别为车辆相对RSU的方位角和俯仰角。在获得这两个角度后，可以依据通信和感知的任务对发射波束进行设计。例如，如果需要获得最好的通信性能，则可以将波束赋形矢量 \mathbf{f} 设计为导向矢量 $\mathbf{w}(\theta, \phi)$ 的共轭转置的形式；如果想要使得波束完整覆盖车身以获得对扩展目标更好的感知性能^[12]，则可以将其设计成导向矢量加权展宽的形式^[15]；如果想要在完成通感目标的同时提供物理层安全性能，则可以设计人为噪声或在窃听方向设置零陷点等^[18]。

在“估计”步骤中，系统通过接收并处理信号在车辆处的散射完成感知功能。具体来说，对于任意一个目标车辆，

其回波信号可以表示为公式(3)：

$$\mathbf{r}(t) = \beta \mathbf{b}(\theta, \phi) \mathbf{a}^T(\theta, \phi) \mathbf{f} \mathbf{s}(t - \tau) e^{-j2\pi\mu t} + \mathbf{n}(t), \quad (3)$$

其中， β 为前文所述的反射因子， $\mathbf{b}(\theta, \phi)$ 和 $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ 分别为接收天线和发射天线到目标的信道响应， \mathbf{f} 为对该目标的波束赋形向量， $\mathbf{s}(t - \tau)$ 为经过时延的通感一体发送信号， $e^{-j2\pi\mu t}$ 是由于车辆和路边单元径向相对速度引起的多普勒频移， $\mathbf{n}(t)$ 为接收端噪声和可能存在的杂波。通过对上述接收信号进行雷达信号处理即可估计出感兴趣的状态量。将回波信号中的待估计量如角度、时延、多普勒频率等的集合记为 \mathbf{Y}_{l+1} ，则可以依据信号的回波特性进行最大似然估计以完成雷达感知步骤。此外，也可以使用匹配滤波、经典角度估计算法、经典反射系数估计算法等对不同的系统参数进行级联估计，以降低估计的算法复杂度。值得一提的是，由于毫米波大规模MIMO系统的信道具有稀疏性，不同角度之间信道的相关性弱，这使得杂波数量和干扰功率大大降低，增加了参数估计的精度。由于系统具有较高的角度分辨率，因此可以在角度域对不同车辆进行分辨。

为了提升预测精度，充分利用车辆沿道路行进这一先验信息，我们还可以在“修正”步骤中利用估计信息对预测状态进行修正。常用的修正模型可以为卡尔曼滤波类算法^[12]或贝叶斯信息传递类算法^[13]。基于此类算法，可以依据雷达感知得到的估计量 $\hat{\mathbf{Y}}_{l+1}$ 对预测得到的 $\mathbf{X}_{l+1|l}$ 进行修正，以获得一个高精度的估计状态 $\hat{\mathbf{X}}_{l+1}$ ，从而对下一时间窗口的系统状态进行预测。值得一提的是，当天线数量、带宽增加时，角度分辨率和距离分辨率会随之提升，车辆有可能从点目标模型逐渐变为扩展目标模型。此时的修正模型相比于一般的点目标修正模型更为复杂。

通过上述4个步骤，即可完成第 $l+1$ 个时间窗口的波束赋形和车辆位置感知。当车辆刚驶入该RSU的覆盖范围时，其初始状态可以由其他RSU进行交接得到，或由该RSU发送一般的全向波形并进行传统雷达感知得到。

4 未来研究展望

4.1 感知辅助的车联网技术在开放道路下的应用

现有的研究工作均假设车辆行驶于封闭的道路块，即在感兴趣的路面区域内没有交叉路口和车流交汇。然而在实际场景下，路口处的交通状况更为复杂，对通信与感知服务的质量要求更高。因此我们还需要针对这一场景进行更加深入的研究，以进一步扩展该技术的应用范围。

4.2 感知辅助通信技术与智能反射面(IRS)技术的结合

在车联网系统的实际环境中,不可避免地会出现因障碍物阻挡而导致的通信中断或质量下降。使用IRS技术可以对信号的电磁传播环境进行部分重构,有效地降低通信中断和感知失效的概率。

4.3 感知辅助的车联网技术在复杂杂波场景下的应用

毫米波大规模MIMO系统的信道具有稀疏特性,该特性使得感知分系统的性能得以保证。但是在一些特定场景下,例如,车辆被行道树遮挡或在特定角度下的地杂波较大时,杂波对感知系统的影响不能忽略。因此,我们仍然需要针对信道环境复杂的场景加以研究。

5 结束语

在频谱资源日益紧张、系统功耗日益增长的今天,通信和感知在未来的移动网络中并不总是竞争关系,还可以是互相补充、互相配合的协作关系。在充分挖掘感知与通信系统在硬件平台、信号处理、波形设计等方面的相似性和互补性的前提下,一体化地对无线系统进行设计,必然能够构建具有极致性能的新一代无线标准。

参考文献

- [1] MEALEY R M. A method for calculating error probabilities in a radar communication system [J]. IEEE transactions on space electronics and telemetry, 1963, 9(2): 37–42. DOI: 10.1109/TSET.1963.4337601
- [2] ROBERTON M, BROWN E R. Integrated radar and communications based on chirped spread-spectrum techniques [C]//Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. IEEE, 2003: 611–614. DOI: 10.1109/MVSYM.2003.1211013
- [3] GRIFFITHS H, COHEN L, WATTS S, et al. Radar spectrum engineering and management: technical and regulatory issues [J]. Proceedings of the IEEE, 2015, 103(1): 85–102. DOI: 10.1109/JPROC.2014.2365517
- [4] 刘凡, 袁伟杰, 原进宏, 等. 雷达通信频谱共享及一体化: 综述与展望 [J]. 雷达学报, 2021, 10(3): 467–484
- [5] WYMEERSCH H, SECO-GRANADOS G, DESTINO G, et al. 5G mmWave positioning for vehicular networks [J]. IEEE wireless communications, 2017, 24(6): 80–86. DOI: 10.1109/MWC.2017.1600374
- [6] KUUTTI S, FALLAH S, KATSAROS K, et al. A survey of the state-of-the-art localization techniques and their potentials for autonomous vehicle applications [J]. IEEE Internet of Things journal, 2018, 5(2): 829–846. DOI: 10.1109/JIOT.2018.2812300
- [7] KENNEY J B. Dedicated short-range communications (DSRC) standards in the United States [J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(7): 1162–1182. DOI: 10.1109/JPROC.2011.2132790
- [8] GYAWALI S, XU S J, QIAN Y, et al. Challenges and solutions for cellular based V2X communications [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2021, 23(1): 222–255. DOI: 10.1109/COMST.2020.3029723
- [9] NGUYEN V. Massive MIMO: fundamentals and system designs [M]. Sweden: Linköping University Electronic Press, 2015
- [10] RAPPAPORT T S, SUN S, MAYZUS R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work! [J]. IEEE access, 1: 335–349. DOI: 10.1109/ACCESS.2013.2260813
- [11] ZHU D L, CHOI J, CHENG Q, et al. High-resolution angle tracking for mobile wideband millimeter-wave systems with antenna array calibration [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2018, 17(11): 7173–7189. DOI: 10.1109/TWC.2018.2865759

- [12] LIU F, YUAN W J, MASOUIROS C, et al. Radar-assisted predictive beamforming for vehicular links: communication served by sensing [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2020, 19(11): 7704–7719. DOI: 10.1109/TWC.2020.3015735
- [13] YUAN W J, LIU F, MASOUIROS C, et al. Bayesian predictive beamforming for vehicular networks: a low-overhead joint radar-communication approach [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2021, 20(3): 1442–1456. DOI: 10.1109/TWC.2020.3033776
- [14] LIU F, MASOUIROS C. A tutorial on joint radar and communication transmission for vehicular networks—part I: background and fundamentals [J]. IEEE communications letters, 2021, 25(2): 322–326. DOI: 10.1109/LCOMM.2020.3025310
- [15] DU Z, LIU F, YUAN W J, et al. Integrated sensing and communications for V2I networks: dynamic predictive beamforming for extended vehicle targets [EB/OL]. (2021–11–19) [2022–09–10]. <https://arxiv.org/abs/2111.10152>
- [16] DU Z, LIU F, ZHANG Z H. Sensing-assisted beam tracking in V2I networks: extended target case [C]//Proceedings of ICASSP 2022 – 2022 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. IEEE: 8727–8731. DOI: 10.1109/ICASSP43922.2022.9747255
- [17] MENG X, LIU F, MASOUIROS C, et al. Vehicular connectivity on complex trajectories: roadway-geometry aware ISAC beam-tracking [EB/OL]. (2022–05–24) [2022–09–12]. <https://arxiv.org/abs/2205.11749>
- [18] SU N, LIU F, WEI Z, et al. Secure dual-functional radar-communication transmission: exploiting interference for resilience against target eavesdropping [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2022, 21(9): 7238–7252. DOI: 10.1109/TWC.2022.3156893

作者简介



孟骁, 南方科技大学访问学者; 研究方向为机载宽带数据链、通信感知一体化; 发表论文7篇。



刘凡, 南方科技大学助理教授、博士生导师, 中国科协青年托举人才, 欧盟“玛丽·居里”学者, 广东省引进青年拔尖人才, 深圳市海外高层次人才, 并担任《IEEE COMML》《IEEE OJSP》的编委、《IEEE JSAC》《IEEE WCM》《中国通信》客座编委, 以及中兴通讯技术杂志社青促会委员; 牵头成立了IEEE通信学会通信感知一体化新兴技术倡议委员会 (IEEE ComSoc ISAC-ETI), 并担任首届学术主席, 曾被列入2021年斯坦福大学全球2%顶尖科学家榜单, 获2021年IEEE信号处理学会青年作者最佳论文奖、2020年首届中国电子学会电子信息前沿青年学者出版工程奖、2019年中国电子学会优秀博士学位论文奖; 发表学术论文60余篇。



夏树强, 中兴通讯股份有限公司资深通信预研专家; 研究方向为载波聚合、低时延高可靠、通信感知一体化; 负责国家科技重大专项1项, 曾获深圳市专利奖、广东省专利优秀奖、中国专利奖优秀奖、中国专利奖金奖、国家科技发明奖二等奖等。

可重构智能表面辅助的通信感知一体化系统



Reconfigurable Intelligent Surface-Assisted Integrated Sensing and Communication System

杨晓宇/YANG Xiaoyu, 尉志青/WEI Zhiqing, 孟春伟/MENG Chunwei

(北京邮电大学, 中国 北京 100876)
(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205005

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221013.1459.014.html>

网络出版日期: 2022-10-14

收稿日期: 2022-08-25

摘要: 通信感知一体化 (ISAC) 是 6G 移动通信的候选技术之一, 可实现感知和通信的集成和优势互补。可重构智能表面 (RIS) 能够智能地控制传播环境, 提高网络的容量和覆盖率, 已成为 6G 实现广泛连接的一项关键技术。认为将 RIS 部署于 ISAC 系统可以提供一个通信和感知性能优化维度。从 ISAC 的研究意义出发, 探讨 ISAC 的关键技术, 概述 RIS 的工作原理及其在感知系统和通信系统中的应用, 并重点分析 RIS 辅助 ISAC 以更好地实现感知目标和服务通信用户的研究现状。

关键词: ISAC; 可重构智能表面; 6G; 频谱资源

Abstract: Integrated sensing and communication (ISAC) is recognized as one of the candidate technologies of 6G mobile communication, aiming to realize the integration and mutual benefit of sensing and communication. Considering that the reconfigurable intelligent surface (RIS) can intelligently control the propagation environment to improve the capacity and coverage of the network, it has become a key technology for 6G to achieve extensive connectivity. It is believed that deploying RIS on ISAC systems can provide a new performance optimization dimension of communication and sensing. The research significance of ISAC is highlighted, and the key technologies of ISAC are discussed. The working principles of RIS and its applications in sensing system and communication systems are summarized. Finally, the research status of RIS-assisted ISAC to better realize the sensing target and serve the communication users is analyzed.

Keywords: ISAC; RIS; 6G; spectrum resource

目前, 6G 移动通信被设想为一个集成感知、通信和计算等功能的系统, 并朝着高数据速率和智能化的方向发展^[1]。6G 系统不仅能够提供高质量无处不在的无线连接服务, 还具备高精度的感知能力, 以便实时测量和成像周围的环境。然而, 通信用户数量和对各种感知服务需求的增加导致无线频谱资源日益紧张。近年来, 由于感知和通信在硬件平台、系统架构和信号处理方法等方面的共性, 将感知系统和通信系统集成在一起的通信感知一体化 (ISAC) 技术引起了学术界和工业界的广泛关注。ISAC 旨在通过共享频谱、硬件平台、信号处理框架将感知和无线通信紧密结合, 并在两者之间寻求性能平衡和收益最大, 从而显著提高频谱效率和能量效率, 降低硬件成本和系统

功耗^[2]。

与此同时, 可重构智能表面 (RIS) 由于可以辅助无线通信系统和感知系统实现智能、可重构的传播环境, 也受到了广泛关注, 它被认为是在 6G 网络中实现智能无线电环境的一项关键使能技术^[3]。RIS 主要由大量低成本的无源元件组成。其中, 每个元件都能够独立地调整入射电磁信号的振幅和相移, 使电磁波灵活地朝向感兴趣的方向进行传播, 从而可以极大地扩大感知系统和通信系统的覆盖范围, 有效增强传输信号的质量。因此, RIS 可以通过创建有效的直射链路和引入额外的自由度来优化系统的相关性能。除此以外, 部署 RIS 也可以为 ISAC 系统提供额外的反射链路。通过这样的方式, ISAC 系统能够获得更好的感知性能和通信性能。作为一种有潜力提高 ISAC 系统性能的高效且经济的技术, RIS 最近引起了业界研究人员的广泛关注。

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (2020YFA0711302); 国家自然科学基金资助项目 (U21B2014)

1 ISAC 技术概述

在过去的几十年中,感知系统和通信系统都在逐渐向更高的频带和更大规模的天线阵列发展。大带宽和大规模天线既提供了大量的通信用户连接,也大大提高了雷达在目标检测、角度与距离估计分辨率方面的相关性能。因此,在硬件平台、信号处理等方面,感知系统和通信系统存在着越来越多的相似性。除此之外,无线频谱资源变得日益紧张。这使得雷达和通信系统实现共享频带的需求变得越来越迫切。所以,通信感知一体化技术的设计最近受到了学术界的广泛关注。

1.1 ISAC 的研究意义

众所周知,通信系统的工作方式与雷达不同。通信系统能够在发射机获得信道状态信息(CSI)的情况下,通过专门设计的信号进行信息传输,然后借助接收机对存在噪声、干扰的信息进行恢复。感知系统则通过向目标发送探测信号来检测目标反射的回波信号中的有用信息,而不是从雷达发送的已知探测信号中检测。过去有关感知系统和通信系统共存的研究主要集中在这两个系统的集成方面,即采用两组硬件和两个不同的信号,并使用干扰消除技术减少两个系统之间的相互干扰。然而,当采用这种方式时,频谱效率的提高会变得非常有限。由于共存系统中的干扰是由传输两个不同的信号所导致的,因此,ISAC技术将通过使用单个发射信号来实现感知功能和通信功能的统一。这就意味着大多数的发射器和接收器等硬件平台将可能实现共享。研究者们进而可以探索两者之间的性能增益^[4-5]。ISAC使得感知功能和通信功能实现密切协调配合与相辅相成。总的来说,ISAC具有以下一些明显的优势^[6]:

(1) 减小设备尺寸,降低成本和功耗。ISAC将感知系统和通信系统集成到同一个系统中,这样就可以显著减少收发器等硬件设备的尺寸,从而达到节省成本、降低设备功耗的目的。

(2) 提高频谱效率。感知系统和通信系统的频谱资源共享可显著提高频谱效率。

(3) 提高性能增益。ISAC不以单独的感知功能或者通信功能为优化目标,而是通过两者之间的互助和协调来获得联合增益的。感知辅助通信和通信辅助感知可以显著提升通信和感知的能力。

1.2 ISAC 的关键技术

ISAC旨在通过共享硬件器件并采用相同的信号和波形,

来紧集成通信功能和感知功能。其中的一个关键研究问题在于:如何联合设计和优化ISAC的信号,才能使通信和感知的性能达到最优。

通信和感知的信号通常不能直接相互应用。感知信号旨在实现感知目标检测和感知参数估计,需要较低的峰均功率比和主瓣狭窄的模糊函数,以及较大的信号带宽和多普勒频移。而通信信号旨在高速可靠地传输数据和最大程度地承载信息,通常经过调制后具备较为复杂的信号结构,其峰均功率比较高^[9]。基于5G和6G通信系统中的信号,现有的ISAC主要有基于正交频分复用(OFDM)、正交时频空(OTFS)、滤波器组多载波(FBMC)等的信号设计。通信和感知彼此冲突的需求使得信号的设计和优化十分具有挑战性。因此,如何利用两者的共性并从中获得更好的收益是一个重要的问题。

通信和感知对波形的要求通常不同,需要综合考虑不同的性能指标以同时满足通信和感知的性能需求。ISAC的波形优化实现方案通常可以分为空间、时间、频率域3类^[6-7]。大规模天线阵列的引入为ISAC波形设计带来了更多自由度,例如可以在空间维度设计和优化一体化波形。空域波形优化主要通过设计空间预编码矩阵来实现。设计预编码矩阵可以改变发射信号的统计特性。该方案适用于以联合通信性能和感知性能为目标函数的全局波形优化,并且不需要改变现有通信信号,就可以在现有蜂窝网络中无缝实现。时域和频域的波形优化方案通常不仅需要对通信信号进行改动,还需要跨时频域来优化信号参数和资源分配。

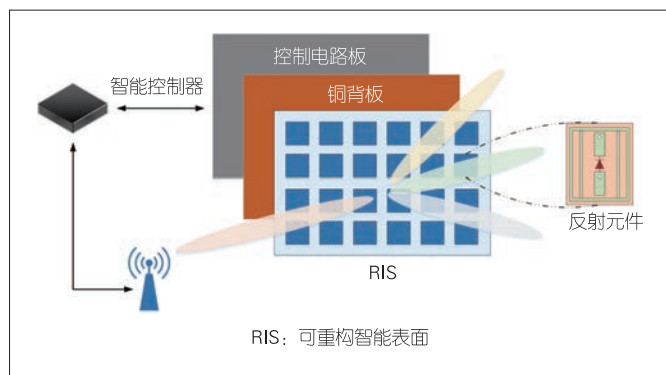
2 RIS 技术的工作原理及应用

实现超可靠无线通信的一个挑战在于用户所处的时变无线信道。传统的解决方法可以通过调制、编码和分集等技术来补偿信道衰落,或者通过自适应功率、速率控制以及波束赋形技术来适应信道衰落。然而,这些技术仍然将无线环境视为一个随机动态的不可控因素,因此无法实现未来6G无线通信网络的高容量和超可靠无线通信的目标。对此,我们急需开发革命性的新技术来克服传播信道的随机性,以满足未来无线网络对延迟、可靠性和连接性等方面的需求。为此,RIS被认为是一种有前途的低成本技术,可用于构建6G无线通信系统中能够灵活控制的智能可重构无线传播环境。

2.1 RIS 的工作原理

RIS具有一种由电磁材料构成的二维表面,由大量具

有特殊物理结构的无源反射元件组成。其中，每个元件均能够独立地对入射信号进行可控的振幅和相位调节。如图1所示，典型的RIS结构主要由平面表面和智能控制器组成。平面表面一般由3层平面组成^[9]。最外层由大量印刷在电介质底板上的金属元件构成，可以直接对入射信号施加作用。每个元件内均嵌入了一个P-I-N结构（PIN）二极管。控制偏置电压可以使得PIN二极管在“开”或“关”之间切换状态，从而使元件对入射信号产生相移差。中间层是一个由铜材料构成的面板，可以有效避免信号能量的泄漏。最后一层是一个控制电路板，用来调整RIS每个元件对入射信号施加的反射系数，并由连接到平面表面的智能控制器进行操作。RIS反射系数的自适应调整主要通过智能控制器进行。智能控制器可通过现场可编程门阵列来实现。基站会计算系统所需要的RIS反射系数最佳值，并将该值通过专用的无线或有线反馈链路发送给RIS的控制器。反射系数的设计主要取决于动态的CSI。

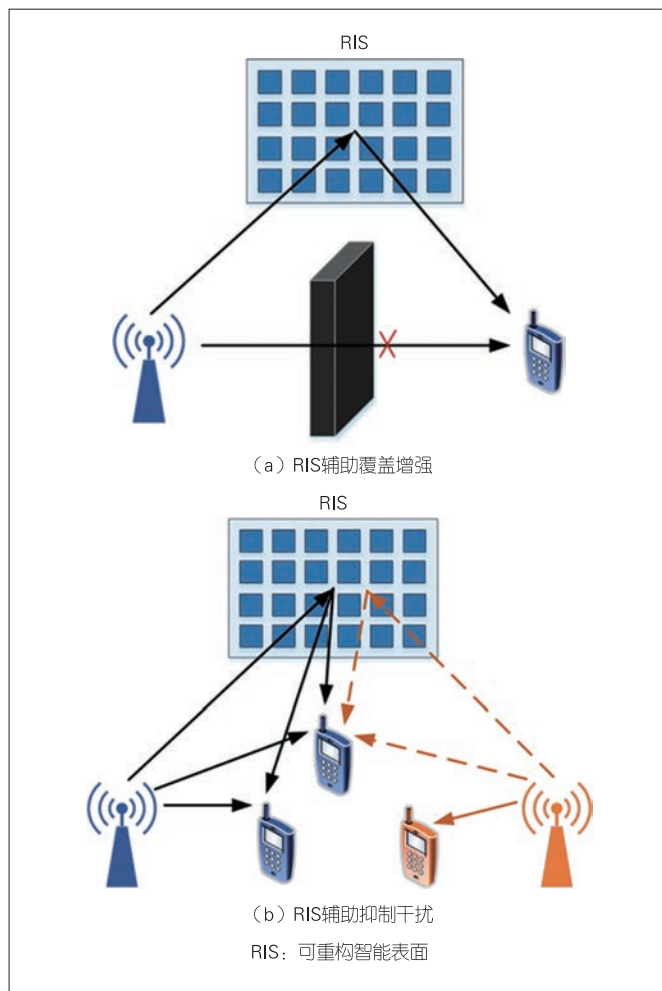


▲图1 RIS 结构图

2.2 RIS在通信系统和感知系统中的应用

RIS提供了新的自由度来协助无线网络。这是因为它所引入的灵活性能实现良好的通信性能和感知性能。具体来说，RIS可以大规模部署在无线网络中，通过智能地调整每个元件的反射系数，使反射信号与来自发射器到接收器这条直接路径的信号进行叠加，从而高效提高所需的接收信号功率，或者通过破坏性组合的方式来减轻干扰，为从根本上解决无线信道衰落和干扰问题提供了一种新的手段^[9]。如图2（a）所示，发射机与接收机之间的直接链路会被障碍物所阻断。此时，我们可以将RIS部署在与发射机和接收机存在直接链路的位置，通过RIS智能反射使信号绕过发射机和接收机之间的障碍物，并向接收机所需方向创建额外的信号路径以改善传播条件。如图2（b）所示，对于同时存在来自发

射机的高信号衰减问题和严重干扰问题的接收机，我们可以采用如下两种方式：将RIS部署在合适的位置以提高接收机所需的信号功率，或者通过反射系数的适当设计来抑制干扰信号。

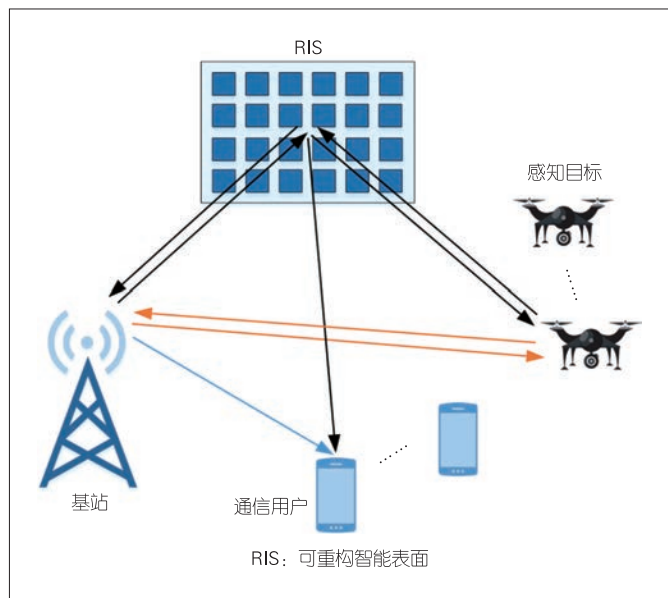


▲图2 RIS 应用场景图

基于上述分析，联合设计发射机的发射波束赋形和RIS的反射波束赋形以提高系统的各种性能指标是RIS增强无线网络的一项重要任务。在过去几年里，研究人员对RIS在各种无线通信场景中的应用进行了广泛研究，以便实现各种通信性能指标的优化，比如可实现速率、能量效率、频谱效率最大以及传输功率、符号差错率最小等。最近，人们还进行了RIS在传感系统中部署的探索，以辅助雷达系统提高目标检测、目标定位及参数估计等应用的精度。与通信设计目的不同，RIS在感知系统中的设计目的主要是增强针对不同感知目标的信号，从而使得接收机更加容易地检测目标或估计目标所在的位置。

3 RIS辅助ISAC系统的相关研究

ISAC 系统将感知功能和通信功能集成在一起。其中，感知模块用于检测感兴趣的目标并对目标进行估计、定位，而通信模块则为用户提供高质量的通信服务。RIS 通过智能反射动态调整无线电信号的幅度和相位，可以创建直射链路，以增强特定方向的信号质量，并消除其他方向的干扰。值得注意的是，通信可以通过直射链路和非直射链路来提供具体的服务，而感知一般通过直射链路提取探测信息。此时，非直射链路通常会被视为杂波或者干扰。在障碍物密集、路径损失较大的区域进行感知是比较困难的。因此，通过 RIS 提供额外的自由度，不仅可以辅助基站与用户之间的通信，还有助于实现无处不在的感知覆盖，从而能够显著提高 ISAC 系统的传输速率。典型的 RIS 辅助 ISAC 系统的场景具体如图 3 所示。



▲图3 RIS辅助通信感知一体化系统场景图

3.1 RIS辅助感知目标检测和通信覆盖增强

感知的两项主要任务是目标检测和目标估计，它们均基于所收集的与感知目标相关的信号或者数据来实现。其中，目标检测是一种通过识别回波信号来判断是否存在感知目标的过程。在这一过程中，我们通常通过检测概率、虚警概率等指标来衡量相关性能。通信可以通过信干噪比（SINR）、频谱效率、中断概率、误码率等一系列具体的指标来衡量那些为用户提供速率、效率、可靠性等方面的服务性能。

最近, 相关研究人员对 RIS 辅助 ISAC 系统而产生的目标检测功能和通信覆盖增强功能进行了研究。具体来说,

文献[10]首先基于目标近似散射面积积上的功率,以闭合形式推导了目标感知的检测概率,然后考虑感知目标尺寸的影响,提出了一个优化问题。该优化可在满足最小检测概率约束的情况下使通信用户信噪比(SNR)达到最大。除检测概率指标外,SINR对于感知性能同样起着重要作用。感知的检测概率和通信的可实现速率都随着SINR的增加而提高。通过联合优化基站的发射预编码矩阵和RIS的无源反射矩阵,文献[11]在保证基于SNR的用户服务质量、基站发射功率预算的前提下,使基站的接收SNR达到最大,从而使雷达检测性能达到最优。文献[12]考虑了一个感知目标和多个通信用户的场景,其中目标检测仅基于RIS反射的信号来进行。考虑到感知目标和通信用户的性能优化往往存在冲突,为实现感知和通信之间的均衡调整,文献[12]通过优化设计发射预编码矩阵和RIS相移,使基站接收机SNR和通信接收机SNR的加权和达到最大。在此基础上,文献[13]进一步考虑了目标检测的接收滤波器设计,并联合设计了基站的发射波束赋形、接收滤波器以及RIS的反射系数,在使通信用户的总速率达到最大的同时,满足基站的目标SNR要求。

移动网络存在着较为丰富的多径环境, 基站接收信号中通常存在着大量的杂波。然而, 上述工作并没有考虑伴随目标返回的广泛杂波。对此, 在强杂波存在的条件下, 文献[14]利用主动传感来检测目标并为多个通信用户传输信息, 其目的是通过联合设计基站的发射波形、接收滤波器以及 RIS 的反射系数, 使基站的目标 SINR 达到最大, 以提高雷达的检测性能, 进而确保多用户通信的服务质量。为研究有窃听目标存在时, 在安全一体化系统中使用 RIS 的好处, 文献[15]提出了一个 RIS 辅助的安全一体化系统。该系统由一个雷达、一个合法的通信接收器和一个同时充当窃听者的感知目标组成。其中, 雷达可确保目标的特定检测标准, 同步向合法接收器传输信息, 同时阻止窃听目标截获信息。文献[15]通过联合优化发射波束赋形、人工噪声矢量和 RIS 相移, 不仅使雷达的 SINR 达到最大, 还确保了系统的安全通信速率。

3.2 RIS辅助感知目标估计和干扰抑制

目标估计是指通过识别存在噪声和干扰的接收回波信号来获得感知目标的距离、角度、大小以及速度等有用参数的过程。相应的性能通常可以通过克拉美罗下界 (CRLB)、均方误差 (MSE) 等相关的指标来衡量。其中, CRLB 表示无偏估计方差的下界, MSE 表示估计值与真实值之间平方误差

的均值。为了更为方便地表示,我们也可以使用发射波形/波束图、回波信号的SINR等一系列具体的指标来进行性能评估。

设计波形/波束图可以有效提高目标估计的性能。经过设计的波形具有较低的峰均功率比、良好的自相关和互相关特性、突出的杂波和干扰抑制能力。但实际上波形能够同时满足所有期望是非常困难的。不过人们可以将其设计为接近良好的波形/波束图。基于此,考虑到期望的波束图可以由信号协方差矩阵来控制,文献[16]提出联合设计感知信号协方差矩阵、通信系统波束赋形以及RIS相移的方法,在匹配期望的感知波形的同时,使下行链路多用户的和速率达到最大。此外,文献[16]还证明了RIS可以显著提高ISAC系统的性能。然而,在满足期望的发射波束图的情况下,ISAC系统波形设计的自由度通常会受到限制。这会引入过高的多用户干扰问题,极大地降低通信服务的质量。受RIS在干扰抑制方面应用的启发,文献[17]允许在设计波束和期望的波束图之间存在可容忍的失配,并通过联合优化发射波形和RIS相移,使多用户干扰和波束图相异的加权和最小。此外,文献[17]还证明了RIS不仅可以使发射波形更好地匹配理想波束图,还可以有效解决ISAC系统存在的多用户干扰问题。考虑到目标估计的一个基本功能是估计感知目标的到达方向(DOA),文献[18]将DOA估计的克拉美罗界(CRB)作为感知的性能指标,通过联合设计恒模波形和RIS相移,在满足感知的CRB约束下,使得多用户之间的干扰问题变得最小。此外,接收回波的SNR也可以被用作目标估计性能指标。文献[19]通过联合设计发射波束赋形和RIS相移,使得接收回波SNR达到最大,在保证目标估计性能的同时,满足用户通信的预定义SNR要求。

4 结束语

由于ISAC技术具有频谱利用率高、硬件成本低等一系列突出优势,因此它受到了学术界和工业界的广泛关注。ISAC技术有望促进具有高通信速率和高精度感知目标的6G技术的应用和发展。近年来,RIS已被公认为6G无线通信系统实现智能可重构无线电传播环境的一项有潜力的新范式。因此,研究人员将RIS应用于ISAC系统中,以进一步增强感知功能和通信功能。

参考文献

- [1] IMT-2030(6G)推进组. 6G总体愿景与潜在关键技术白皮书[R]. 2020
- [2] IMT-2030(6G)推进组. 通信感知一体化技术研究报告[R]. 2021
- [3] IMT-2030(6G)推进组. 智能超表面技术研究报告[R]. 2021
- [4] LIU F, MASOUIROS C, PETROPULU A P, et al. Joint radar and communication design: applications, state-of-the-art, and the road ahead [J]. IEEE transactions on communications, 2020, 68(6): 3834–3862. DOI: 10.1109/TCOMM.2020.2973976
- [5] ZHANG J A, LIU F, MASOUIROS C, et al. An overview of signal processing techniques for joint communication and radar sensing [J]. IEEE journal of selected topics in signal processing, 2021, 15(6): 1295–1315. DOI: 10.1109/JSTSP.2021.3113120
- [6] ZHANG J A, RAHMAN M L, WU K, et al. Enabling joint communication and radar sensing in mobile networks—A survey [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2022, 24(1): 306–345. DOI: 10.1109/COMST.2021.3122519
- [7] YUAN X, FENG Z Y, ZHANG J A, et al. Spatio-temporal power optimization for MIMO joint communication and radio sensing systems with training overhead [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2021, 70(1): 514–528. DOI: 10.1109/TVT.2020.3046438
- [8] WU Q Q, ZHANG R. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network [J]. IEEE communications magazine, 2020, 58(1): 106–112. DOI: 10.1109/MCOM.001.1900107
- [9] BASHARAT S, HASSAN S A, PERVAIZ H, et al. Reconfigurable intelligent surfaces: potentials, applications, and challenges for 6G wireless networks [J]. IEEE wireless communications, 2021, 28(6): 184–191. DOI: 10.1109/MWC.011.2100016
- [10] XING Z, WANG R, YUAN X J. Passive beamforming design for reconfigurable intelligent surface enabled integrated sensing and communication [EB/OL]. (2022-01-01)[2022-08-15]. <https://arxiv.org/abs/2206.00525>
- [11] JIANG Z M, RIHAN M, ZHANG P C, et al. Intelligent reflecting surface aided dual-function radar and communication system [J]. IEEE systems journal, 2022, 16(1): 475–486. DOI: 10.1109/JSYST.2021.3057400
- [12] LI Y K, PETROPULU A. Dual-function radar-communication system aided by intelligent reflecting surfaces [EB/OL]. (2022-04-10)[2022-08-15]. <https://arxiv.org/abs/2204.04721>
- [13] LIU R, LI M, SWINDLEHURST A L. Joint beamforming and reflection design for RIS-assisted ISAC systems [EB/OL]. (2022-03-01)[2022-08-15]. <https://arxiv.org/abs/2203.00265>
- [14] LIU R, LI M, LIU Y, et al. Joint transmit waveform and passive beamforming design for RIS-aided DFRC systems [J]. IEEE journal of selected topics in signal processing, 2022, 16(5): 995–1010. DOI: 10.1109/JSTSP.2022.3172788
- [15] FANG S S, CHEN G J, XU P, et al. SINR maximization for RIS-assisted secure dual-function radar communication systems [C]//Proceedings of 2021 IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2021: 1–6. DOI: 10.1109/GLOBECOM46510.2021.9685487
- [16] ZHU Z Y, LI Z, CHU Z, et al. Intelligent reflecting surface assisted integrated sensing and communications for mmWave channels [EB/OL]. (2022-01-05)[2022-08-15]. <https://arxiv.org/abs/2202.00552v1>
- [17] WANG X Y, FEI Z S, ZHENG Z, et al. Joint waveform design and passive beamforming for RIS-assisted dual-functional radar-communication system [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2021, 70(5): 5131–5136. DOI: 10.1109/TVT.2021.3075497
- [18] WANG X Y, FEI Z S, HUANG J X, et al. Joint waveform and discrete phase shift design for RIS-assisted integrated sensing and communication system under Cramer-Rao bound constraint [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2022, 71(1): 1004–1009. DOI: 10.1109/TVT.2021.3122889
- [19] YAN S C, CAI S, XIA W C, et al. A reconfigurable intelligent surface aided dual-function radar and communication system [C]//Proceedings of 2022

2nd IEEE International Symposium on Joint Communications & Sensing.
IEEE, 2022: 1–6. DOI: 10.1109/JCS54387.2022.9743509

作者简介



杨晓宇，北京邮电大学在读博士研究生；主要研究方向为通信感知一体化、可重构智能表面。



尉志青，北京邮电大学副教授、博士生导师；主要研究方向为面向智能机器的通信感知一体化技术。



孟春伟，北京邮电大学在读博士研究生；主要研究方向为面向智能机器的通信感知一体化技术。

综合信息

“中兴通讯技术杂志社第27次编委会议暨2022通信热点技术研讨会”隆重召开

8月的太原，秋高气爽。中兴通讯技术杂志社第27次编委会议暨2022通信热点技术研讨会在这里隆重举行。8月13—14日，来自高校、运营商、研究院所和企业的近90位ICT专家学者齐聚一堂，共话刊物发展，热议技术演进。公司执行副总裁王喜瑜和高级副总裁王翔出席会议。

编委会议上，王喜瑜执行副总裁介绍了中兴通讯最新发展情况。从2018年到现在，中兴通讯努力从网络基础设施的设备商转型为产业数字化和数字产业化的服务商，在深耕传统通信技术市场的同时，向汽车电子、新能源、机器人等领域的第二曲线拓展。目前中兴通讯利润率和现金流均达到历史最健康水平，实现了高质量发展。他指出，只有产业和学术双轮驱动，企业才能实现更快更长远的发展，中兴通讯通过出版学术刊物，跟踪前沿技术，传播产学研合作成果，在产业界和学术界架起了沟通与合作的金桥。

在通信热点技术研讨会上，郑纬民、罗智泉、任福继、金石、赵慧玲等16位专家学者针对算力、5G、元宇宙、智能超表面、网络标准等内容做了精彩的学术报告。

杂志社提出筹备“促进产学研合作青年专家委员会”。这是刊物发展的新举措，受到与会代表的好评。首批23位青委会委员中的13位代表参加了本次编委会议，并在座谈会上踊跃发言，为刊物发展和产学研合作建言献策。

由于疫情防控的原因，部分编委和专家无法现场参会，但通过现场直播，远程参与了会议。两天的会议直播吸引了23 000人次的在线观看与互动。

一年一度的编委扩大会议，是ICT领域专家和学者学术交流的盛会，是产学研协同创新的聚能场，更是民族通信企业体现责任担当的一个闪光点。



通信感知计算一体化波束赋形设计



Beamforming Design for Integrated Sensing, Communication and Computation

李晓阳/LI Xiaoyang, 周梓钦/ZHOU Ziqin, 贡毅/GONG Yi

(南方科技大学, 中国 深圳 518055)

(Southern University of Science and Technology, Shenzhen 518055, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205006

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221013.0833.002.html>

网络出版日期: 2022-10-13

收稿日期: 2022-08-16

摘要: 结合通信感知一体化和空中计算的优点, 提出了一种空口通信感知计算一体化技术, 并通过对多天线雷达感知与空中计算波束赋形进行联合优化设计, 从而在保障感知准确度的前提下最大化空中计算的准确度。通过仿真验证, 并与传统波束赋形比较后可知, 该设计可以有效地同时实现雷达感知与空中计算, 显著提升频谱效率。

关键词: 通信感知一体化; 空中计算; 波束赋形

Abstract: By combining the advantages of integrated sensing and communication and over-the-air computation (AirComp), an integrated sensing, communication, and computation over-the-air design is proposed, where the multi-antenna beamforming designs for both radar sensing and AirComp are jointly optimized to maximize the AirComp accuracy while guaranteeing the sensing accuracy. Through the simulation verification and the comparison with the traditional beam configuration, the design can effectively realize the radar perception and air computing simultaneously, and significantly improve the spectrum efficiency.

Keywords: integrated sensing and communication; over-the-air computation; beamforming

新一代移动通信技术如自动驾驶、增强现实、人工智能、智慧城市、数字孪生等^[1]有助于推动物联网应用的发展。为了支持这些应用, 海量数据需要被传感设备从环境中采集并传输至服务器端进行后续处理^[2]。在传统的数据处理方案中, 数据感知、传输与计算环节被视为独立的设计。其中, 数据感知与传输环节将竞争频谱资源, 同时计算环节将与另两者竞争时间资源^[3]。为了提升频谱效率, 通过设计雷达通信与感知复用信号, 通信感知一体化技术可同时实现物理层的数据感知与传输^[4]。

通信感知一体化起源于对联合雷达感知通信的研究, 其中数据信息被嵌入雷达脉冲中^[5]。在实际应用中, 原本用于雷达感知的S频段(2~4 GHz)和C频段(4~8 GHz)可以与通信系统共享^[6]。基于这一发现, 一系列研究均致力于雷达感知与通信系统的共存, 其中通信和感知信号共用频谱资源。在机会式频谱共享方案中, 未被雷达感知信号占用的频段可用于发射通信信号^[7]。为了同时实现通信与感知, 雷达感知信号被投射到与通信信号正交的空间^[8]。为了进一步提

升通信与感知效率, 多天线系统被开发以实现多发多收雷达感知与通信^[9]。值得一提的是, 这种雷达感知与通信共存的系统需要感知与通信收发端实时反馈状态。这一过程带来了严重的信息交互负担。为了解决这一问题, 后续的研究致力于将感知与通信的发射端合二为一, 即设计可同时用于目标感知和数据传输的双功能信号^[10]。从信息论的角度来看, 雷达感知与通信的性能可以用率失真理论来刻画^[11]。在实际应用中, 可同时用于目标感知和数据传输的双功能波形设计被进一步拓展到多天线多发多收系统。其中, 数据信息被嵌入雷达感知信号的旁瓣^[12]。

得益于频谱共享带来的优势, 通信感知一体化技术被广泛应用于智能家居、边缘智能、车联网等多个场景。在智能家居应用场景中, 传统的传感设备被赋予通信能力, 同时移动热点的感知能力也得到提升^[13]。在边缘智能系统中, 通信感知一体化技术被用于同时采集和传输数据, 以加速模型训练^[14]。在车联网平台中, 通信感知一体化技术被用于采集车队状态并促进车辆间的信息交互^[15]。

为了进一步提高资源利用效率, 数据感知、传输与计算环节有待于联合设计。然而, 计算环节常常处于网络层或应用层, 因此难以与物理层的通信感知一体化技术相结合。为

基金项目: 国家重点研发计划(2019YFB1802804); 国家自然科学基金(62071212、62101235); 广东省基础与应用基础研究基金(2019B1515130003); 中国博士后基金(2021M69145); 南山科学技术项目(2021390024)

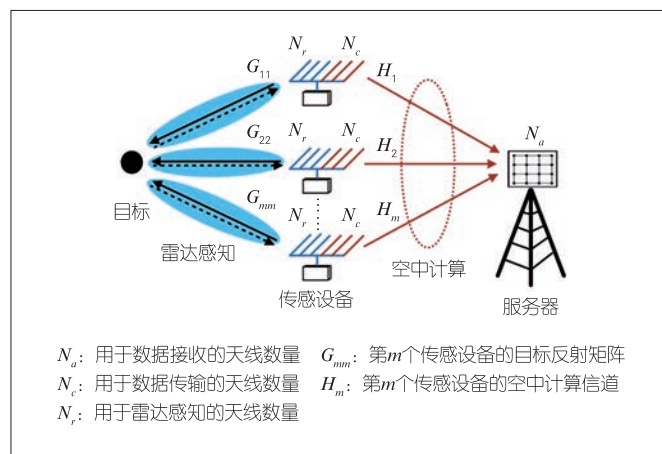
了解决这一问题，空中计算的出现使物理层的数据计算成为可能。通过利用模拟信号在多址信道传播过程中的叠加属性，空中计算技术可实现信号传播过程中的函数计算^[16]。空中计算的雏形最早可以追溯到对传感器网络的研究，其中分布式的感知数据经模拟调制后在多址信道中传输的同时进行叠加，这使得服务器可以直接接收到数据计算结果^[17]。与传统多址接入方案不同，空中计算旨在减少收集到的统计信息与真实值之间的误差^[18]。为了加快多个函数的同时计算，多天线系统被用于实现多发多收的空中计算^[19]。基于空中计算，感知通信计算一体化技术有望在物理层空口实现。

通过将通信感知一体化技术与空中计算技术相结合，本文提出了空口感知通信计算一体化技术。在该技术应用场景中，多个多天线传感设备同时发射用于目标探测的雷达感知信号和用于传输数据的通信信号。其中，雷达感知信号经过目标反射后被传感设备接收，通信信号经过空中计算后被服务器接收。传感器依据接收到的雷达感知信号对目标信息进行提取，而服务器依据接收到的空中计算结果对各传感设备数据的统计信息进行推测。用于衡量雷达感知性能的标准是目标信息的均方差，而用于衡量空中计算性能的标准是信息与真实值之间的均方差。由于这两者存在竞争关系，为了在保障雷达感知性能的同时尽可能提升空中计算性能，本文对雷达感知和通信信号的收发端波束赋形进行了联合设计。

1 通信感知计算一体化系统

如图1所示，本文所考虑的通信感知计算一体化系统包括1个待感知目标、1台具备 N_a 根天线的服务器，以及 M 个具备 N_s 根天线的由传感设备构成的设备簇 \mathcal{M} 。整个信号收发时间被划分为 T 段，在每个时间段内各传感设备可以同时发射雷达感知信号和数据传输信号。其中，雷达感知信号经过目标反射后被传感设备接收，数据传输信号经过空中计算后被服务器接收。具体而言，各传感设备 N_r 根天线用于雷达感知， N_c 根天线用于发射数据传输信号，即 $N_s = N_r + N_c$ 。对于雷达感知而言， N_{rx} 根天线用于发射雷达感知信号， N_{rx} 根天线用于接收目标反射信号，即 $N_r = N_{tx} + N_{rx}$ 。在第 t 个时间段，第 m 个传感设备发送的数据可以表示为一个 K 维向量 $\mathbf{d}_m(t)$ ，其中 K 表示需要进行空中计算的函数个数。对于不同传感设备和待计算函数而言，数据满足均值为0、方差为1的独立同分布，即 $\mathbb{E}_t[\mathbf{d}_m(t)\mathbf{d}_m^H(t)] = \mathbf{I}$ ，且对所有 $i \neq m$ 而言， $\mathbb{E}_t[\mathbf{d}_m(t)\mathbf{d}_i^H(t)] = 0$ 。类似地，第 m 个传感设备在第 t 个时间段产生的雷达信号可以表示为一个 K 维向量 $\mathbf{s}_m(t)$ ，该

向量满足 $\mathbb{E}_t[\mathbf{s}_m(t)\mathbf{s}_m^H(t)] = \mathbf{I}$ ，且对所有 $i \neq m$ 而言 $\mathbb{E}_t[\mathbf{s}_i(t)\mathbf{s}_m^H(t)] = 0$ 。此外，数据向量与雷达信号向量统计独立，即对所有 i 和 m 而言 $\mathbb{E}_t[\mathbf{d}_i(t)\mathbf{s}_m^H(t)] = 0$ 。在该系统中，具体的信号处理流程如图2所示。



▲图1 通信感知计算一体化系统

经过发射端波束赋形后，第 m 个传感设备第 t 个时间段发射的信号可表示为：

$$\mathbf{x}_m(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_m \mathbf{d}_m(t) \\ \mathbf{F}_m \mathbf{s}_m(t) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中， \mathbf{W}_m 表示 $N_c \times K$ 阶的数据发射波束赋形矩阵， \mathbf{F}_m 表示 $N_{rx} \times K$ 阶的雷达感知波束赋形矩阵。由于每个传感设备的发射功率有限，波束赋形设计需满足下述功率限制：

$$\text{tr}(\mathbf{W}_m \mathbf{W}_m^H) + \text{tr}(\mathbf{F}_m \mathbf{F}_m^H) \leq P, \forall m. \quad (2)$$

经过目标反射后，第 m 个传感设备收到的雷达感知信号 $\mathbf{y}_m(t)$ 为一个 N_{rx} 维的向量，可表示为：

$$\mathbf{y}_m(t) = \mathbf{G}_{mm} \mathbf{F}_m \mathbf{s}_m(t) + \mathbf{\Omega}_m(t) + \mathbf{n}_r(t), \quad (3)$$

其中， $\mathbf{\Omega}_m(t) = \sum_{i=1}^M \mathbf{C}_{im} \mathbf{W}_i \mathbf{d}_i(t) + \sum_{i \in \mathcal{M}/\{m\}} [(\mathbf{G}_{im} \mathbf{F}_i + \mathbf{Q}_{im} \mathbf{F}_i) \mathbf{s}_i(t) + \mathbf{O}_{im} \mathbf{W}_i \mathbf{d}_i(t)]$ 为 N_{rx} 维的干扰信号。对第 m 个和第 i 个传感设备而言， \mathbf{G}_{im} 表示 $N_{rx} \times N_{rx}$ 阶的目标反射矩阵， \mathbf{Q}_{im} 表示 $N_{rx} \times N_{rx}$ 阶的雷达信号直射信道矩阵， \mathbf{C}_{im} 表示 $N_{rx} \times N_c$ 阶的数据信号反射信道矩阵， \mathbf{O}_{im} 表示 $N_{rx} \times N_c$ 阶的数据信号直射信道矩阵。 $\mathbf{n}_r(t)$ 为一个 N_{rx} 维的加性高斯白噪声向量，其服从分布 $\mathcal{N}_{N_{rx}}(0, \sigma_r^2 \mathbf{I})$ 。通过对 $\mathbf{y}_m(t)$ 进行匹配滤波，可以得到信号的统计结果矩阵 $\hat{\mathbf{Y}}_m$ ，这是一个 $N_{rx} \times K$ 阶的矩阵，具体可表示为：

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{Y}}_m &= \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathbf{y}_m(t) \mathbf{s}_m^H(t) = \\ & \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \sum_{i=1}^M (\mathbf{G}_{im} \mathbf{F}_i \mathbf{s}_i(t) + \mathbf{C}_{im} \mathbf{W}_i \mathbf{d}_i(t)) \mathbf{s}_m^H(t) + \\ & \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \sum_{i \in \mathcal{M} \setminus \{m\}} [\mathbf{Q}_{im} \mathbf{F}_i \mathbf{s}_i(t) + \mathbf{O}_{im} \mathbf{W}_i \mathbf{d}_i(t)] \mathbf{s}_m^H(t) + \\ & \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathbf{n}_r(t) \mathbf{s}_m^H(t).\end{aligned}\quad (4)$$

依据大数定律, 当时间段 T 足够多时, 以下近似表达式将成立:

$$\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathbf{s}_i(t) \mathbf{s}_m^H(t) \approx \mathbb{E}[\mathbf{s}_i(t) \mathbf{s}_m^H(t)] = \mathbf{0}, \quad (5)$$

$$\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathbf{s}_m(t) \mathbf{s}_m^H(t) \approx \mathbb{E}[\mathbf{s}_m(t) \mathbf{s}_m^H(t)] = \mathbf{I}, \quad (6)$$

$$\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathbf{d}_i(t) \mathbf{s}_m^H(t) \approx \mathbb{E}[\mathbf{d}_i(t) \mathbf{s}_m^H(t)] = \mathbf{0}.$$

因此, 统计结果矩阵 $\hat{\mathbf{Y}}_m$ 可以进一步表示为:

$$\hat{\mathbf{Y}}_m = \mathbf{G}_{mm} \mathbf{F}_m + \mathbf{N}_m, \quad (8)$$

其中, $\mathbf{N}_m = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathbf{n}_r(t) \mathbf{s}_m^H(t)$ 是 $N_{\text{rx}} \times K$ 阶矩阵, 服从分布 $\mathcal{MN}_{N_{\text{rx}} \times K} \left(\mathbf{0}, \frac{\sigma_r}{\sqrt{T}} \mathbf{I}_{N_{\text{rx}} \times N_{\text{rx}}}, \frac{\sigma_r}{\sqrt{T}} \mathbf{I}_{K \times K} \right)$ 。因此, 第 m 个传感设备对目标反射矩阵 \mathbf{G}_{mm} 估计的均方差可以表示为:

$$\text{MSE}(\mathbf{G}_{mm}) = \frac{N_{\text{rx}} \sigma_r^2}{T} \text{tr}[(\mathbf{F}_m \mathbf{F}_m^H)^{-1}]. \quad (9)$$

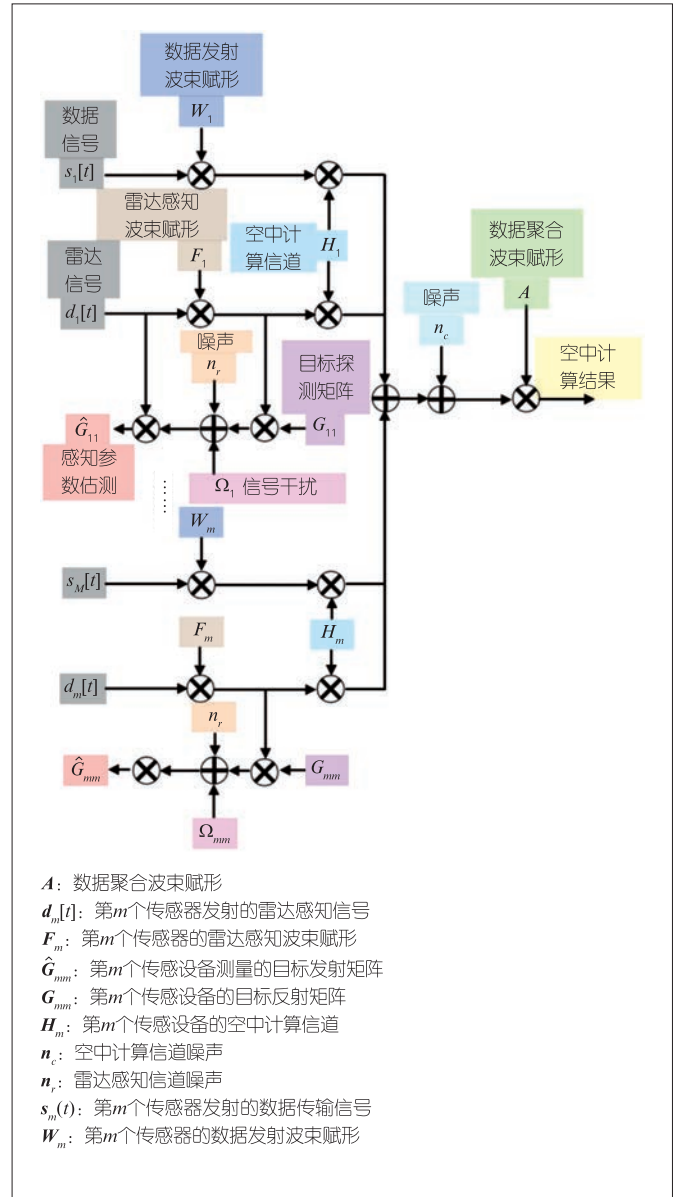
给定第 m 个传感设备的感知误差容忍度 η_m , 雷达感知性能需要满足以下限制:

$$\frac{N_{\text{rx}} \sigma_r^2}{T} \text{tr}[(\mathbf{F}_m \mathbf{F}_m^H)^{-1}] \leq \eta_m. \quad (10)$$

对于服务器而言, 其收到的信号是各传感设备信号经过空中计算叠加后的结果, 经过接收端波束赋形后可表示为一个 K 维的向量 $\hat{\mathbf{z}}(t)$, 具体表达式为:

$$\hat{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{A}^H \sum_{m=1}^M (\mathbf{H}_m \mathbf{W}_m \mathbf{d}_m(t) + \mathbf{R}_m \mathbf{F}_m \mathbf{s}_m(t)) + \mathbf{A}^H \mathbf{n}_c(t), \quad (11)$$

其中, \mathbf{A} 为 $N_a \times K$ 阶的服务器接收端数据聚合波束赋形矩阵。在服务器和第 m 个传感设备之间, \mathbf{H}_m 为 $N_a \times N_c$ 阶的数据传输信道矩阵, \mathbf{R}_m 为 $N_a \times N_{\text{rx}}$ 阶的雷达感知信号信道矩阵。 $\mathbf{n}_c(t)$ 为一个 N_a 维的加性高斯白噪声向量, 服从分布 $\mathcal{N}_{N_a}(\mathbf{0}, \sigma_c^2 \mathbf{I})$, 且与 $\mathbf{d}_m(t)$ 和 $\mathbf{s}_m(t)$ 统计独立。因此, 空中计算结果与数据真实统计值之间的均方差可以表示为:



▲图2 通信感知一体化系统的信号处理流程

$$\begin{aligned}\mathbb{E}_t \left[\left| \mathbf{A}^H \sum_{m=1}^M (\mathbf{H}_m \mathbf{W}_m \mathbf{d}_m(t) + \mathbf{R}_m \mathbf{F}_m \mathbf{s}_m(t)) + \mathbf{A}^H \mathbf{n}_c(t) - \sum_{m=1}^M \mathbf{d}_m(t) \right|^2 \right] = \\ \sum_{m=1}^M \text{tr}[(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_m \mathbf{W}_m - \mathbf{I})(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_m \mathbf{W}_m - \mathbf{I})^H] + \\ \sum_{m=1}^M \text{tr}[\mathbf{A}^H \mathbf{R}_m \mathbf{F}_m \mathbf{F}_m^H \mathbf{R}_m \mathbf{A}] + \sigma_c^2 \text{tr}(\mathbf{A} \mathbf{A}^H).\end{aligned}\quad (12)$$

2 多天线波束赋形设计

为了在保障雷达感知准确度的前提下尽可能地提升空中计算的准确度, 我们对数据发射波束赋形 $\{\mathbf{W}_m\}$ 、雷达感知

波束赋形 $\{\mathbf{F}_m\}$ ，以及数据聚合波束赋形 \mathbf{A} 进行联合优化设计。具体而言，给定雷达感知性能限制和功率限制，该优化问题可以构建为：

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{A}, \{\mathbf{W}_m\}, \{\mathbf{F}_m\}} & \sum_{m=1}^M \text{tr} \left[(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_m \mathbf{W}_m - \mathbf{I})(\mathbf{A}^H \mathbf{H}_m \mathbf{W}_m - \mathbf{I})^H \right] + \\ & \sum_{m=1}^M \text{tr} (\mathbf{A}^H \mathbf{R}_m \mathbf{F}_m \mathbf{F}_m^H \mathbf{R}_m^H \mathbf{A}) + \sigma_c^2 \text{tr} (\mathbf{A} \mathbf{A}^H) \\ \text{s.t.} & \text{tr} \left[(\mathbf{F}_m \mathbf{F}_m^H)^{-1} \right] \leq \frac{T\eta_m}{N_{\text{rx}} \sigma_r^2}, \forall m, \\ (\text{P1}) & \text{tr} (\mathbf{W}_m \mathbf{W}_m^H) + \text{tr} (\mathbf{F}_m \mathbf{F}_m^H) \leq P, \forall m. \end{aligned} \quad (13)$$

这三类波束赋形矩阵的耦合关系导致该优化问题非凸。此外，雷达感知信号的存在将对数据传输信号的空中计算产生干扰。为了处理耦合关系，我们首先对数据发射波束赋形采用迫零设计来最小化空中计算误差，即令：

$$\mathbf{W}_m = (\mathbf{H}_m^H \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{H}_m)^{-1} \mathbf{H}_m^H \mathbf{A}, \forall m. \quad (14)$$

相应的问题可以转换为：

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{A}, \{\mathbf{F}_m\}} & \sum_{m=1}^M \text{tr} (\mathbf{F}_m \mathbf{F}_m^H \mathbf{R}_m^H \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{R}_m) + \sigma_c^2 \text{tr} (\mathbf{A} \mathbf{A}^H) \\ \text{s.t.} & \text{tr} \left[(\mathbf{F}_m \mathbf{F}_m^H)^{-1} \right] \leq \frac{T\eta_m}{N_{\text{rx}} \sigma_r^2}, \forall m, \\ (\text{P2}) & \text{tr} \left[(\mathbf{H}_m^H \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{H}_m)^{-1} \right] + \text{tr} (\mathbf{F}_m \mathbf{F}_m^H) \leq P, \forall m. \end{aligned} \quad (15)$$

然而，由于 \mathbf{F}_m 和 \mathbf{A} 仍然存在耦合关系，问题（P2）仍然非凸。为了进一步解耦，我们采用多天线系统中的经典设计将所有 \mathbf{F}_m 限制为正交矩阵。令 \mathbf{D}_m 表示满足 $\mathbf{D}_m \mathbf{D}_m^H = \mathbf{I}$ 的正交矩阵，可以得到 $\mathbf{F}_m = \alpha_m \mathbf{D}_m$ ，其中 α_m 是一个正的比例因子。基于这一转化，原问题可以简化为：

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{A}, \{\alpha_m\}} & \sum_{m=1}^M \alpha_m \text{tr} (\mathbf{R}_m^H \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{R}_m) + \sigma_c^2 \text{tr} (\mathbf{A} \mathbf{A}^H) \\ \text{s.t.} & \frac{N_{\text{tx}}}{\alpha_m} \leq \frac{T\eta_m}{N_{\text{rx}} \sigma_r^2}, \forall m, \\ (\text{P3}) & \text{tr} \left[(\mathbf{H}_m^H \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{H}_m)^{-1} \right] + \alpha_m \leq P, \forall m. \end{aligned} \quad (16)$$

由观察可知，增大 α_m 将增加空中计算的误差，因此为了最小化空中计算误差，需要取 α_m 的最小值，可表示为：

$$\alpha_m^* = \frac{N_{\text{tx}} N_{\text{rx}} \sigma_r^2}{T\eta_m}, \forall m. \quad (17)$$

令 $\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{A} \mathbf{A}^H$ 并采用半正定放缩，该问题可进一步转化为：

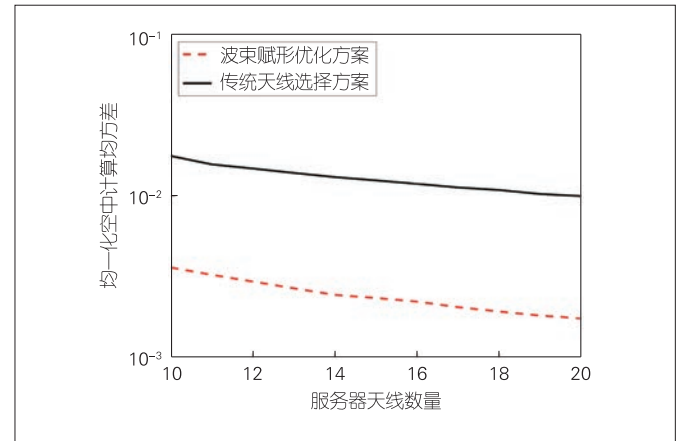
$$\begin{aligned} \min_{\hat{\mathbf{A}}} & \sum_{m=1}^M \frac{N_{\text{tx}} N_{\text{rx}} \sigma_r^2}{T\eta_m} \text{tr} (\mathbf{R}_m^H \hat{\mathbf{A}} \mathbf{R}_m) + \sigma_c^2 \text{tr} (\hat{\mathbf{A}}) \\ \text{s.t.} & \text{tr} \left[(\mathbf{H}_m^H \hat{\mathbf{A}} \mathbf{H}_m)^{-1} \right] + \frac{N_{\text{tx}} N_{\text{rx}} \sigma_r^2}{T\eta_m} \leq P, \forall m, \\ (\text{P4}) & \hat{\mathbf{A}} \succeq 0. \end{aligned} \quad (18)$$

由于目标函数为线性且所有限制条件均为凸，问题（P4）为凸问题，因此可以采用凸优化算法得出最优解 $\hat{\mathbf{A}}^*$ ，并进一步通过高斯循环算法得出原问题的可行解 $\tilde{\mathbf{A}}$ 。

3 仿真设计与分析

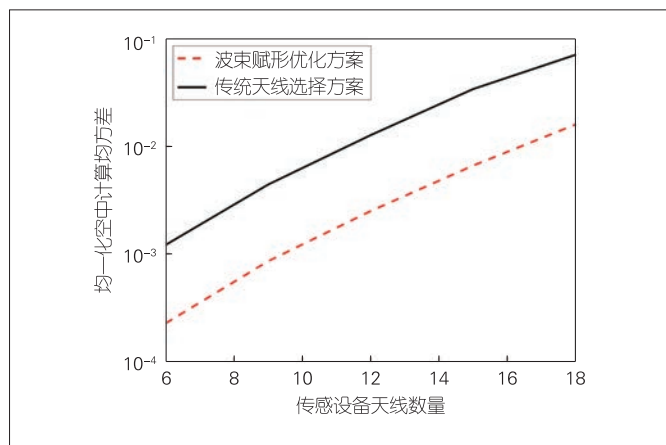
为了验证通信感知计算一体化波束赋形设计的性能，我们在MATLAB平台上进行了仿真。仿真中的目标函数为均一化后的空中计算均方差。整个系统包括1个匹配15根接收天线的服务器和10个匹配12根天线的传感设备。其中，传感设备有4根天线用于发射数据传输信号，4根天线用于发射雷达感知信号，4根天线用于接收目标反射信号。总时间段数设置为1000，待计算的函数数量为10。所有的信道均服从莱斯分布，最大发射功率为10 mW，感知误差容忍度设置为0~1的随机变量。根据长期演进（LTE）的设置，信道噪声为-79.5 dBm。作为一种比较方案，传统的天线选择方案将所有用户的信道增益进行叠加，并从叠加结果中选取10根信道增益最大的接收天线作为接收端。

图3展示了均一化空中计算均方差随服务器天线数量变化的曲线。可以看到，随着服务器天线数量的增加，空中计算均方差逐渐减小。这是因为更多的接收天线将增大数据接收波束赋形矩阵的优化维度，从而利用分级增益降低误差。此外，与传统天线选择方案相比，我们提出的方案可显著降低空中计算均方差，这验证了波束赋形设计的必要性。



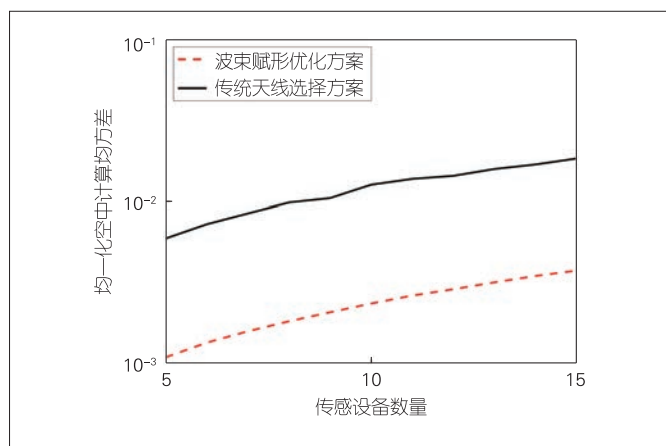
▲图3 空中计算均方差与服务器天线数量关系曲线

图4展示了均一化空中计算均方差随传感设备天线数量变化的曲线。可以看到,随着传感设备天线数量的增加,空中计算均方差逐渐增大。这是因为增加传感设备天线将导致待估测的目标反射矩阵维度增加,从而使雷达感知性能限制更为严格。因此,波束赋形为了满足雷达感知性能要求,不得不牺牲空中计算的性能。



▲图4 空中计算均方差与传感设备天线数量关系曲线

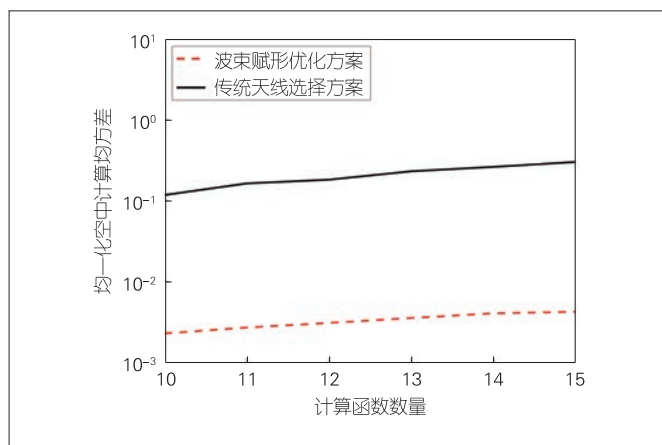
图5展示了均一化空中计算均方差随传感设备数量变化的曲线。可以看到,随着传感设备数量的增加,空中计算均方差逐渐增大。这是因为增加传感设备将引入更多的信道,这些信道难以被一个数据聚合波束赋形矩阵均衡。图6展示了均一化空中计算均方差随计算函数数量变化的曲线。可以看到,随着计算函数数量的增加,空中计算均方差逐渐增大,这意味着增大计算产出量将牺牲计算准确度。



▲图5 空中计算均方差与传感设备数量关系曲线

4 结束语

本文中,我们对通信感知计算一体化波束赋形设计进行



▲图6 空中计算均方差与计算函数数量关系曲线

了研究。为了在保障雷达感知准确度的前提下尽可能提升空中计算的准确度,我们对数据发射波束赋形、雷达感知波束赋形,以及数据聚合波束赋形进行了联合优化设计。与传统方案相比,该设计可以有效地同时实现雷达感知与空中计算,显著提升频谱效率。本研究开创了物理层通信感知计算一体化新领域,未来研究方向包括但不限于传感设备调度、波形设计、克拉美罗界优化等。

参考文献

- [1] SAAD W, BENNIS M, CHEN M Z. A vision of 6G wireless systems: applications, trends, technologies, and open research problems [J]. IEEE network, 2020, 34(3): 134–142. DOI: 10.1109/MNET.001.1900287
- [2] CUI Y, LIU F, JING X, et al. Integrating sensing and communications for ubiquitous IoT: Applications, trends, and challenges [J]. IEEE network, 2021, 35(5): 158–167. DOI: 10.1109/MNET.010.2100152
- [3] LIU F, MASOUIROS C, PETROPULU A P, et al. Joint radar and communication design: applications, state-of-the-art, and the road ahead [J]. IEEE transactions on communications, 2020, 68(6): 3834–3862. DOI: 10.1109/TCOMM.2020.2973976
- [4] LIU F, CUI Y H, MASOUIROS C, et al. Integrated sensing and communications: toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2022, 40(6): 1728–1767. DOI: 10.1109/jsac.2022.3156632
- [5] MEALEY R M. A method for calculating error probabilities in a radar communication system [J]. IEEE transactions on space electronics and telemetry, 1963, 9(2): 37–42. DOI: 10.1109/TSET.1963.4337601
- [6] LIU F, MASOUIROS C, LI A, et al. MU-MIMO communications with MIMO radar: from co-existence to joint transmission [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2018, 17(4): 2755–2770. DOI: 10.1109/TWC.2018.2803045
- [7] SARUTHIRATHANAWORAKUN R, PEHA J M, CORREIA L M. Opportunistic sharing between rotating radar and cellular [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2012, 30(10): 1900–1910. DOI: 10.1109/JSAC.2012.121106
- [8] SODAGARI S, KHAWAR A, CLANCY T C, et al. A projection based approach for radar and telecommunication systems coexistence [C]//Proceedings of 2012 IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2012: 5010–5014. DOI: 10.1109/GLOCOM.2012.6503914
- [9] LIU F, MASOUIROS C, LI A, et al. Robust MIMO beamforming for cellular and radar coexistence [J]. IEEE wireless communications letters, 2017, 6(3): 374–377. DOI: 10.1109/LWC.2017.2693985
- [10] BLUNT S D, METCALF J G, BIGGS C R, et al. Performance characteristics and metrics for intra-pulse radar-embedded communication [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2011, 29(10): 2057–2066.

DOI: 10.1109/JSAC.2011.111215

- [11] CHIRIYATH A R, PAUL B, JACYNA G M, et al. Inner bounds on performance of radar and communications co-existence [J]. IEEE transactions on signal processing, 2016, 64(2): 464-474. DOI: 10.1109/TSP.2015.2483485
- [12] LIU F, ZHOU L, MASOUIROS C, et al. Toward dual-functional radar-communication systems: optimal waveform design [J]. IEEE transactions on signal processing, 2018, 66(16): 4264-4279. DOI: 10.1109/TSP.2018.2847648
- [13] HUANG Q Y, CHEN H X, ZHANG Q. Joint design of sensing and communication systems for smart homes [J]. IEEE network, 2020, 34(6): 191-197. DOI: 10.1109/MNET.011.2000107
- [14] ZHANG T, WANG S, LI G L, et al. Accelerating edge intelligence via integrated sensing and communication [C]//Proceedings of ICC 2022 - IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2022: 1586-1592. DOI: 10.1109/ICC45855.2022.9839016
- [15] YUAN W J, LIU F, MASOUIROS C, et al. Bayesian predictive beamforming for vehicular networks: a low-overhead joint radar-communication approach [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2021, 20(3): 1442-1456. DOI: 10.1109/TWC.2020.3033776
- [16] ZHU G X, XU J, HUANG K B, et al. Over-the-air computing for wireless data aggregation in massive IoT [J]. IEEE wireless communications, 2021, 28(4): 57-65. DOI: 10.1109/MWC.011.2000467
- [17] NAZER B, GASTPAR M. Computation over multiple-access channels [J]. IEEE transactions on information theory, 2007, 53(10): 3498-3516. DOI: 10.1109/tit.2007.904785
- [18] CHEN L, ZHAO N, CHEN Y, et al. Over-the-air computation for IoT networks: computing multiple functions with antenna arrays [J]. IEEE Internet of Things journal, 2018, 5(6): 5296 - 5306
- [19] LI X, ZHU G, GONG Y, et al. Wirelessly powered data aggregation for IoT via over-the-air function computation: beamforming and power control [J]. IEEE transaction on wireless communications, 2019, 18(7): 3437 - 3452. DOI: 10.1109/TWC.2019.2914046

作者简介



李晓阳，南方科技大学卓越博士后；主要研究领域为通信感知计算一体化、群智感知与标注、边缘智能、空中计算、携能通信等；先后主持和参加基金项目4项；已发表论文20余篇。



周梓钦，南方科技大学在读硕士研究生；主要研究领域为通信感知计算一体化、群智感知、空中计算等；已发表论文4篇。



贡毅，南方科技大学教授，曾担任《IEEE Transactions on Wireless Communications》和《IEEE Transactions on Vehicular Technology》的编委；主要研究领域为5G与智能通信、移动边缘计算等；承担多项国家级、省部级科技项目；已发表学术论文150余篇，获得发明专利20余项。

综合信息

《中兴通讯技术》2023年热点专题预告

期次	专题名称	策划人
1	云网安全新挑战及智能防护技术	中国电信研究院教授级高工 解冲锋 北京邮电大学教授 杨义先
2	语义通信	清华大学教授 陶晓明 中国科学院院士 陆建华
3	数字孪生	重庆邮电大学教授、副校长 陈前斌
4	算力网络和东数西算	工业和信息化部通信科技委专职常委 赵慧玲
5	6G网络技术	北京邮电大学教授 王文东
6	面向双碳的新一代无线通信网络	华中科技大学教授 葛晓虎 西安电子科技大学教授 李建东

面向协同感知的高效通信边缘学习网络架构设计



Communication-Efficient Edge Learning Architecture Designs for Cooperative Sensing

张泽中/ZHANG Zezhong¹, 刘沛西/LIU Peixi²,
朱光旭/ZHU Guangxu³

(1. 香港中文大学(深圳), 中国 深圳 518172;

2. 北京大学电子学院, 中国 北京 100871;

3. 深圳市大数据研究院, 中国 深圳 518172)

(1. The Chinese University of Hong Kong (Shenzhen), Shenzhen 518172, China;

2. School of Electronics, Peking University, Beijing 100871, China;

3. Shenzhen Institute of Big Data, Shenzhen 518172, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205007

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221025.1321.002.html>

网络出版日期: 2022-10-25

收稿日期: 2022-08-12

摘要: 针对多场景多设备与单场景多视角两类代表性的协作感知场景, 提出了针对性的基于联邦学习的协作感知学习框架, 并针对在无线通信场景下, 通信与感知资源有限以及信道随机性等挑战, 提出了相对应的资源分配方案与用户调度策略。保证了提出的学习算法能够在无线网络下实现高质量且稳定的协同感知, 并通过仿真验证并分析了算法的正确性与有效性。

关键词: 通信感知一体化; 联邦学习; 资源分配; 用户调度

Abstract: Two typical cooperative sensing scenarios, including multiple-scene-multiple-device and single-scene-multiple-view are considered, and specific federated learning architectures for the two cooperative sensing scenarios are proposed. Moreover, under the situation where the communication and sensing resources are limited and the channel conditions are stochastic, a resource allocation scheme and a user scheduling policy for the two learning architectures are respectively proposed. It shows that the proposed algorithms can guarantee high-quality and robust cooperative sensing, and verify the effectiveness of the algorithms through simulations.

Keywords: integrated sensing and communication; federated learning; resource allocation; user scheduling

近年来, 随着无线通信与互联网技术的蓬勃发展, 远程医疗、智能驾驶、智慧城市等新兴技术不断涌现并逐步融入日常生活^[1-2]。这些新兴技术都需要稳健且高精度的感知能力, 并依赖于快速且稳定的无线通信技术。因此, 研究以高效感知为目标的新型无线通信技术以及通信感知一体化技术, 对实现对6G网络下各类新兴应用的技术支撑具有重要的意义^[3]。

随着边缘计算与物联网技术的兴起, 各类新兴应用呈现出个人化、社区化的特征, 生成的数据也呈现出边缘化与分布式的特征, 这也使得数据的聚集与统一化处理变得难以实现。一方面, 单个设备或单个视角收集到的数据受到周围特定环境影响, 可靠性较低, 因此需要联合多个设备收集到的数据进行协作处理, 以实现高精度的可靠的智能感知; 另一

方面, 应用数量与使用频率的急剧增长, 使得分布在网络边缘的数据量大幅增加, 并且由于数据隐私受到越来越广泛的关注, 数据的收集与分享变得越发困难。考虑到上述挑战, 现阶段亟需开发在不影响数据隐私的前提下, 能够实现高效智能感知的分布式算法。作为边缘智能中的一类重要学习范式, 联邦学习旨在不涉及原始数据转移的情况下实现多设备间的协作训练^[4], 因此将联邦学习范式用于协作感知任务是当前热门的研究方向之一。由于不同场景下数据的分布情况不同, 因此我们需要设计针对性的联邦学习架构以匹配相应的数据分布情况。本工作中, 我们考虑的是多场景多设备与单场景多视角两类代表性的场景, 它们分别对应以下两种典型的数据分布情况^[5]。

(1) 数据横向分布: 不同设备中的数据处于相同特征空间, 但区分于样本空间;

(2) 数据纵向分布: 不同设备中的数据处于相同的样本

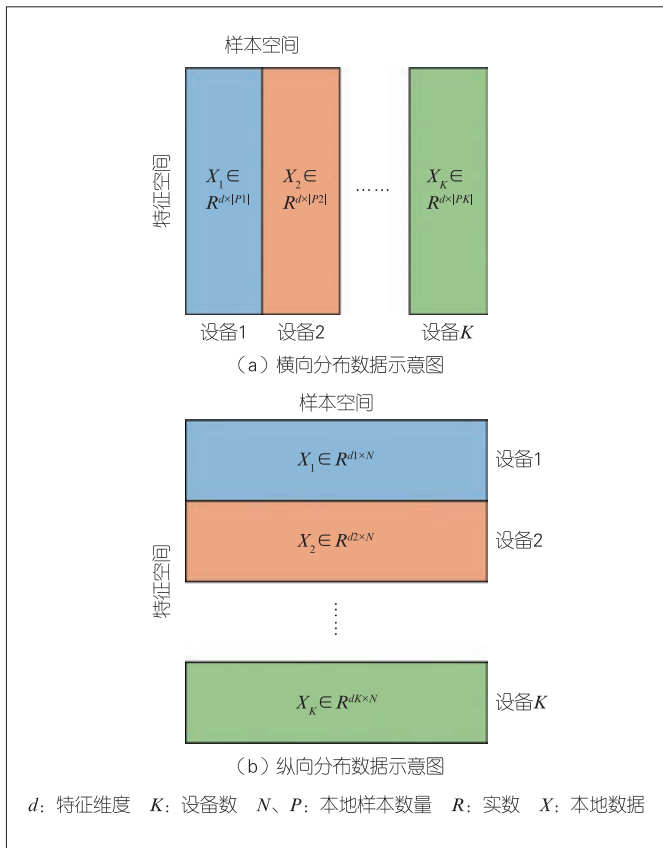
基金项目: 国家自然科学基金(62001310); 广东省基础与应用基础研究基金(2022A1515010109)

空间，但区分于特征空间。

针对以上两类场景，我们分别采用对应的横向联邦学习与纵向联邦学习架构，以联合边缘设备进行模型训练，从而实现基于学习模型的智能感知。考虑到无线网络下通信与感知往往都依赖于无线信号的收发，而时频资源有限，因此需要对系统中的通信、感知、计算资源进行联合优化，达成合理的资源分配，以实现高质量感知。同时，由于信道状态具有不确定性，少数信道衰落严重的链路会导致单个通信回合时延过大，因此需要结合适当的用户调度策略以降低模型训练的时延，实现快速准确的感知。在本工作中，针对上述挑战，我们分别设计了相应的资源分配方案与用户调度策略，并通过具体的分析与仿真验证了算法的正确性与有效性。

1 横向协作感知

针对多个设备分布于不同场景且采集的数据处于相同特征空间的情况，如图1（a）所示，我们考虑基于无线反射信号的动作识别感知任务，采用横向联邦学习架构，并设计了相应的通感算资源分配策略。



▲图1 两类典型的数据分布示意图

1.1 系统模型及性能指标

1.1.1 横向联邦学习架构

横向联邦学习架构利用横向分布数据联合训练一个设备间通用的模型 w ，其需要最小化的目标函数为：

$$F(w) = \frac{1}{K} \sum_{k \in \mathcal{K}} \mathbb{E}_{\xi \sim \mathcal{D}_k} [f_k(w; \xi)] \quad (1)$$

其中， $f_k(w; \xi)$ 为设备 k 对应的本地损失函数； ξ 代表随机种子，体现为批量数据的随机选取。

联邦学习的循环训练过程包含多个通信回合，其中每个回合 r 由5个步骤构成，如图2所示。

(1) 模型转发：各设备从服务器端下载模型 $w^{(r)}$ 。

(2) 数据感知：各设备切换至感知模式，发送调频连续波信号，用于周围环境感知。收集到的数据表示为 $\{(x_i, y_i)\}_{i \in \mathcal{D}_k^{(r)}}$ ，包含 $b^{(r)} = |\mathcal{D}_k^{(r)}|$ 个样本。当前回合收集到的数据将用于步骤（3）。

(3) 本地模型更新：各设备基于本地数据集，并采用随机梯度下降法来更新本地模型 $w^{(r)}$ ：

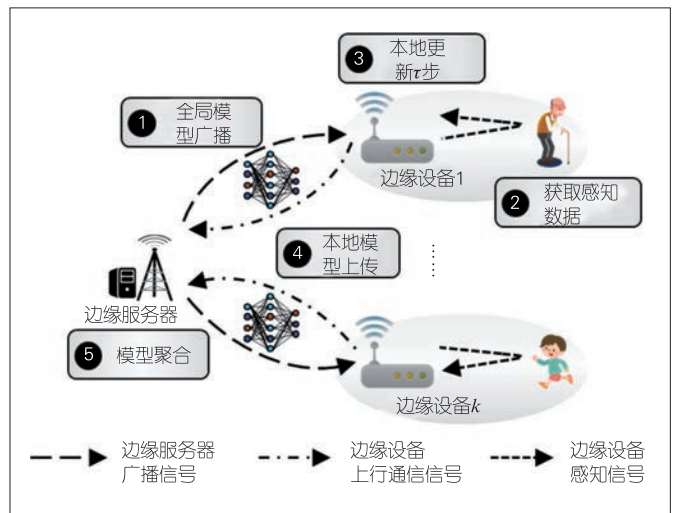
$$w_k^{(r,0)} = w^{(r)},$$

$$w_k^{(r,\ell+1)} = w_k^{(r,\ell)} - \eta g_k(w_k^{(r,\ell)}), \ell = 0, 1, \dots, r-1, \forall k, \quad (2)$$

其中， η 为学习率； $g_k(w_k^{(r,\ell)}) = \frac{1}{b^{(r)}} \sum_{i \in \mathcal{D}_k^{(r)}} \nabla f(w_k^{(r,\ell)}; x_i, y_i)$ 为随机梯度。

(4) 本地模型上传：各设备上传模型 $w^{(r,r)}$ 至服务器。

(5) 模型聚合：服务器端接收到所有设备发送的模型信息后，将所有本地模型进行求平均处理得到更新后的全局模型：



▲图2 基于调频连续波信号回波的动作感知任务示意图

$$\mathbf{w}^{(r+1)} = \frac{1}{K} \sum_{k \in \mathcal{K}} \mathbf{w}_k^{(r,\tau)} \quad (3)$$

1.1.2 无线通信模型

假设各设备采用不同频段的子载波进行通信, 相互间不存在干扰, 则设备 k 在时刻 t 发出的信号在服务器端的接收形式为:

$$y_{c,k}(t) = \sqrt{p_{c,k}(t)} h_k(t) c_k(t) + n_k(t), \quad (4)$$

其中, $h_k(t) \in \mathbb{C}$ 为设备 k 到服务器端的信道系数, $p_{c,k}(t)$ 是通信发射功率, $c_k(t)$ 为传输信号, $n_k(t)$ 为加性高斯噪声。由于传输模型到服务器端的时间往往比信道相干时间长得多, 我们假设设备到服务器端的信道为快速瑞利衰落信道, 且信道系数可表示为 $h_k = \sqrt{\phi_k} \bar{h}_k$, 其中 ϕ_k 表示大尺度衰落系数, $\bar{h}_k \in \mathcal{CN}(0,1)$ 为小尺度衰落系数。基于以上事实, 我们采用遍历信道容量来刻画设备 k 到服务器端的传输速率:

$$C_k(p_{c,k}) = \mathbb{E}_{h_k} \left[B_0 \log_2 \left(1 + \frac{p_{c,k} |h_k|^2}{B_0 N_0} \right) \right] \quad (5)$$

1.1.3 感知模型

本工作中, 我们考虑基于调频连续波信号回波的动作感知任务, 具体场景如图2所示。设备 k 的调频连续波信号为 $s_k(t)$, 所占带宽为 B_s , 且每个调频脉冲时间长度为 T_p , 如图3所示。假设人体由 B 个可分辨的身体部位所组成。经由路径 p 的发射信号被 B 个身体分割部位反射后, 到达设备接收端。该接收信号的表示如公式(6):

$$y_{s,k,p}(t) = \sqrt{p_{s,k}(t)} \times \underbrace{\frac{A}{\sqrt{4\pi}} \sum_{b=1}^B \frac{\sqrt{G_{k,b,p}(t)}}{r_{k,b,p}^2(t)} \exp\left(-j \frac{4\pi f_c}{c} r_{k,b,p}(t)\right) s_k\left(t - \frac{2r_{k,b,p}(t)}{c}\right)}_{\triangleq \bar{y}_{s,k,p}(t)}, \quad (6)$$

其中, $p_{s,k}(t)$ 为感知信号功率, A 为与天线增益相关的系数, $G_{k,b,p}(t)$ 是与雷达横截面正相关的复系数, $r_{k,b,p}(t)$ 是身体分割部位 b 由路径 p 到接收机的信号传播距离, $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ 为光速。设备 k 接收到的感知信号则可表示为:

$$y_{s,k}(t) = \sum_{p=1}^P \sqrt{p_{s,k}(t)} \bar{y}_{s,k,p}(t) + e_k(t) = \sqrt{p_{s,k}(t)} \bar{y}_{s,k,1}(t) + \sqrt{p_{s,k}(t)} \bar{y}_{s,k,-1}(t) + e_k(t), \quad (7)$$

其中, $\bar{y}_{s,k,1}(t)$ 是沿一阶反射路径的散射信号的归一化表示, $\bar{y}_{s,k,-1}(t) \triangleq \sum_{p=2}^P \bar{y}_{s,k,p}(t)$ 为沿更高阶反射路径的散射信号的归一化表示, $e(t)$ 为由于地面反射波和接收端噪声而产生的加性高斯项。

1.2 通信与感知性能分析

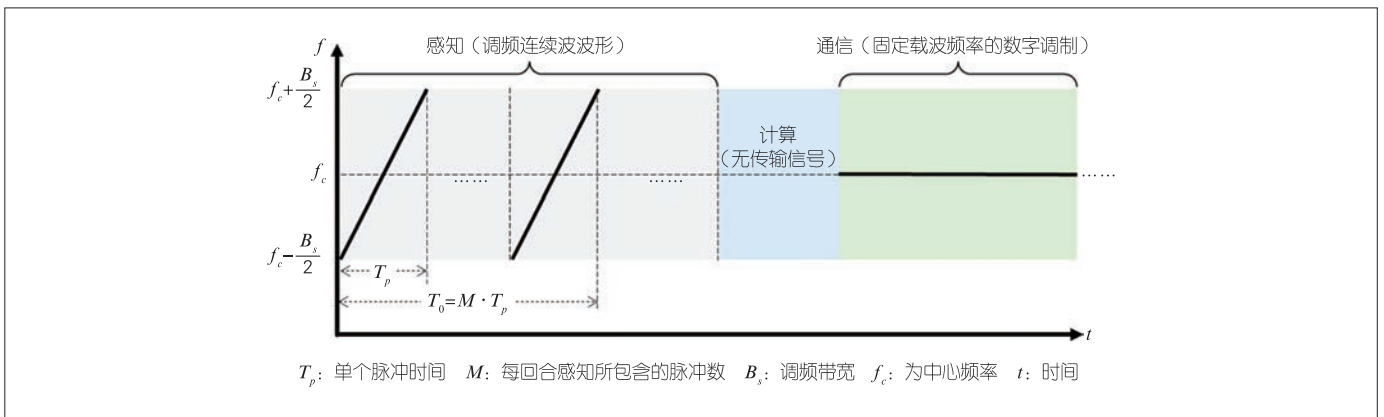
1.2.1 通信速率分析

根据文献[6]中的相关引理, 公式(2)中的遍历信道容量可进一步表示为:

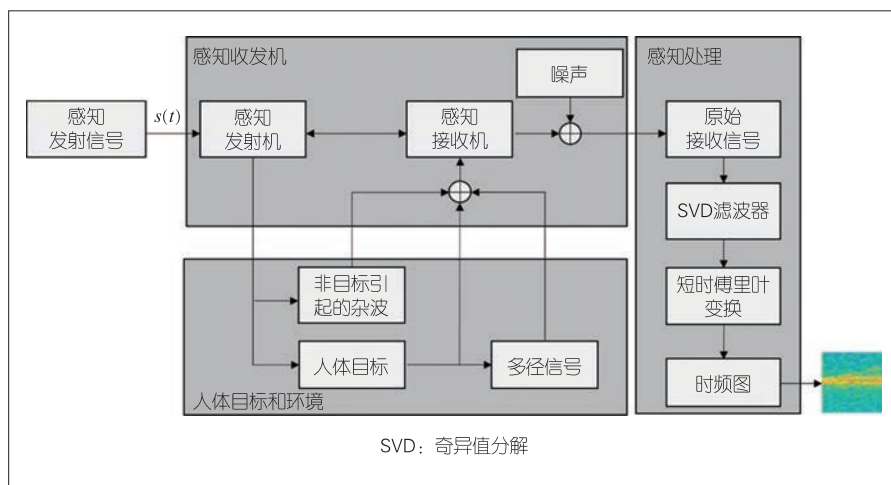
$$C_k(p_{c,k}) = -\frac{B_0}{\ln 2} e^{\frac{B_0 N_0}{p_{c,k} \phi_k}} \text{Ei} \left(-\frac{B_0 N_0}{p_{c,k} \phi_k} \right). \quad (8)$$

1.2.2 感知质量分析

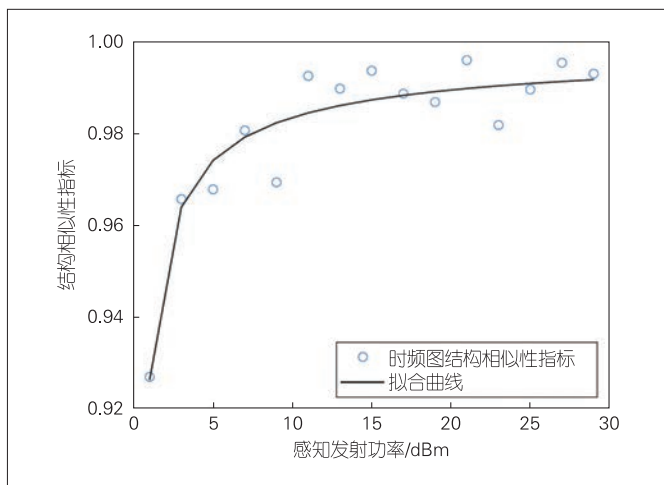
在基于调频连续波信号回波的动作感知任务中, 动作特征可以由回波信号的微多普勒特性来刻画。为获取回波信号的微多普勒信息, 我们对一段时间 T_0 内包含 M 个脉冲的回波信号进行数据处理以获得其时频谱, 具体过程如图4所示。依据文献[7]中的分析, 时频谱的质量随着感知信号的功率增加而提升。同时, 当感知信号功率远高于地面反射波和噪声功率时, 时频谱质量趋于饱和。该现象可以由图5中的



▲图3 通信感知一体化波形在单个通信回合内的时频特征示意图



▲图4 利用无线信号实现人体动作感知流程示意图



▲图5 时频谱质量与感知信号发射功率关系示意图

实验结果来验证。因此，我们可以为感知信号的发射功率设置一个阈值 $P_{s,k}^{\min}$ ，当 $p_{s,k} \geq P_{s,k}^{\min}$ 时，我们认为设备 k 可以获取高质量的感知数据。

1.3 问题建模

在本工作中，我们关注在时延、能耗与功率峰值约束的情况下，以加速感知模型训练过程为目标的系统整体资源配置优化问题。

1.3.1 时延约束

(1) 感知时间

假设每个通信回合需要生成 $b^{(r)}$ 个数据样本，则感知所需时间为：

$$T_{s,k}^{(r)} = T_0 \cdot b^{(r)}. \quad (9)$$

(2) 本地计算时间

令 ν 表示在单个通信回合中处理一个数据样本时中央处理器（CPU）所需的循环次数，则设备 k 在通信回合 r 所需的本地计算时间为：

$$T_{cp,k}^{(r)} = \frac{b^{(r)} \nu \tau}{f_{cpu}}, \quad (10)$$

其中， f_{cpu} 为每个设备的CPU频率。

(3) 本地模型上传时间

由于模型大小固定，各设备在每个回合须上传的比特数也是固定的，因此上传时间满足公式（11）约束即可保证模型成功上传：

$$(C1) \quad T_{cm,k} C_k(p_{c,k}) \geq D_b, \quad \forall k \in \mathcal{K}, \quad (11)$$

其中， $C_k(p_{c,k})$ 是公式（5）中的遍历信道容量。

考虑各设备均同步上传梯度的情况，那么第 r 个通信回合的延迟为：

$$T^{(r)} = \max_{k \in \mathcal{K}} \{T_{s,k}^{(r)} + T_{cp,k}^{(r)} + T_{cm,k}^{(r)}\}. \quad (12)$$

我们对整个训练过程的时延也设置了上限 T^{\max} 进行约束：

$$(C2) \quad \sum_{r=1}^R T^{(r)} \leq T^{\max}. \quad (13)$$

1.3.2 能耗约束

(1) 感知能耗

设备 k 在通信回合 r 的感知能耗为：

$$E_{s,k}^{(r)} = T_{cp,k}^{(r)} p_{s,k} = T_0 b^{(r)} p_{s,k}. \quad (14)$$

(2) 本地计算能耗

依据文献[8]，本地计算能耗为：

$$E_{cp,k}^{(r)} = \tau \theta \nu f_{cpu}^2 b^{(r)}, \quad (15)$$

其中， θ 代表有效切换电容，为固定值。

(3) 模型上传能耗

设备 k 在通信回合 r 的模型上传能耗为：

$$E_{cm,k}^{(r)} = T_{cm,k} p_{c,k}. \quad (16)$$

我们也为训练过程中的整体能耗设置了上限 E^{\max} 以进行约束：

$$(C3) \quad \sum_{r=1}^R (E_{s,k}^{(r)} + E_{cp,k}^{(r)} + E_{cm,k}^{(r)}) \leq E^{\max}, \quad \forall k \in \mathcal{K}. \quad (17)$$

1.3.3 功率峰值约束

用于通信的传输功率峰值约束为:

$$(C4) \quad 0 \leq p_{c,k} \leq P_{c,k}^{\max}, \quad \forall k \in \mathcal{K}. \quad (18)$$

基于1.2.2节中的分析,用于感知的功率峰值约束为:

$$(C5) \quad P_{s,k}^{\min} \leq p_{s,k} \leq P_{s,k}^{\max}, \quad \forall k \in \mathcal{K}. \quad (19)$$

1.3.4 优化问题建模

依据上述约束条件,我们建模以下优化问题以加速训练过程:

$$(P1) \quad \min_{\{b^{(r)}\}, \{p_{c,k}\}, \{p_{s,k}\}, \{T_{cm,k}\}} \min_{r \in \{1, 2, \dots, R\}} F(\mathbf{w}^{(r)}) \\ \text{s.t. (C1)—(C5)}, \quad (20)$$

其中,需优化的参数包括感知与通信的功率配置、感知样本数量,以及模型上传时间。下文中,我们介绍基于文献[7]的一种解法。

1.4 通感算资源联合优化

文献[7]首先将原优化问题进行拆解,引入变量 $b_{\text{sum}} = \sum_{r=1}^R b^{(r)}$, 并给出相关约束:

$$b_{\text{sum}} (T_0 p_{s,k} + \tau \theta \nu f_{\text{cpu}}^2) + RT_{cm,k} p_{c,k} \leq E^{\max}, \quad \forall k \in \mathcal{K}. \quad (21)$$

一方面,由于 $p_{s,k}$ 仅与公式 (21) 及 (C5) 相关,我们可以得最优感知功率 $p_{s,k}^* = P_{s,k}^{\min}$ 。另一方面,通过变换,求解最优通信发射功率的问题可转化为如下的优化问题:

$$p_{c,k}^* = \arg \max_{p_{c,k}} \Phi_k(p_{c,k}), \quad \forall k \in \mathcal{K}, \quad (22)$$

其中,

$$\Phi_k(p_{c,k}) \triangleq \min \left\{ \frac{T^{\max} - \frac{RD_b}{C_k(p_{c,k})}}{T_0 + \frac{\nu\tau}{f_{\text{cpu}}}}, \frac{E^{\max} - \frac{Rp_{c,k}D_b}{C_k(p_{c,k})}}{T_0 p_{s,k}^{\min} + \tau \theta \nu f_{\text{cpu}}^2} \right\}. \quad (23)$$

考虑到该问题是一维优化问题,复杂度较低,因此我们直接采取网格搜索方法在 $[0, P_{c,k}^{\max}]$ 范围内寻找最优解。另外,最优的模型上传时间为:

$$T_{cm,k}^* = \frac{D_b}{C_k(p_{c,k}^*)}, \quad \forall k \in \mathcal{K}. \quad (24)$$

最后,为优化感知样本数量 $b^{(r)}$, 文献[7]给出如下引理:当学习率满足 $\eta L + \eta^2 L^2 \tau (\tau - 1) \leq 1$ 时, 经历 R 个通信回合后, 损失函数对应的梯度满足

$$\mathbb{E} \left[\frac{1}{\tau R} \sum_{r=1}^R \sum_{\ell=1}^{\tau} \left\| \nabla F(\bar{\mathbf{w}}^{(r,\ell)}) \right\|^2 \right] \leq \frac{2(F(\mathbf{w}^{(1)}) - F_{\text{inf}})}{\eta R \tau} + \frac{\eta L \sigma^2}{Kb} + \frac{\eta^2 L^2 \sigma^2 \tau}{b}, \quad (25)$$

其中, $\bar{\mathbf{w}}^{(r,\ell)} = \frac{1}{K} \sum_{k \in \mathcal{K}} \mathbf{w}_k^{(r,\ell)}$, 我们进一步假设 $b'_{\text{sum}} = bR'$, 则可得:

$$\mathbb{E} \left[\frac{1}{\tau R'} \sum_{r=1}^{R'} \sum_{\ell=1}^{\tau} \left\| \nabla F(\bar{\mathbf{w}}^{(r,\ell)}) \right\|^2 \right] \leq \frac{2(F(\mathbf{w}^{(1)}) - F_{\text{inf}})b}{\eta \tau b'_{\text{sum}}} + \frac{\eta L \sigma^2}{Kb} + \frac{\eta^2 L^2 \sigma^2 \tau}{b}. \quad (26)$$

由公式 (26) 可得, 当处于第1回合前与第 r 回合前时, 最优的感知样本数分别为:

$$b^{(1)} = \sqrt{\frac{\eta^2 L \sigma^2 \tau b'_{\text{sum}} (1 + \eta K L \tau)}{2K(F(\mathbf{w}^{(1)}) - F_{\text{inf}})}}, \quad (27)$$

和

$$b^{(r)} = \sqrt{\frac{\eta^2 L \sigma^2 \tau b'_{\text{sum}} (1 + \eta K L \tau)}{2K(F(\mathbf{w}^{(r)}) - F_{\text{inf}})}}. \quad (28)$$

因而可得如下关系:

$$b^{(r)} \approx \sqrt{\frac{F(\mathbf{w}^{(1)})}{F(\mathbf{w}^{(r)})}} b^{(1)}. \quad (29)$$

根据文献[7]中的结论, 损失函数 $F(\mathbf{w})$ 的值随通信回合数 r 增长而减小的比例服从 $\mathcal{O}(1/r)$ 。根据公式 (29), 结合该结论可知, 最优的感知样本数应当随通信回合数的增长而呈 $\mathcal{O}(\sqrt{r})$ 的趋势增长。因此, 给定初始回合的感知样本数 b_0 , 则后续任一回合 r 的感知样本数表达式应服从公式 (30):

$$b^{(r)} \approx \alpha \sqrt{r} + b_0. \quad (30)$$

系数 α 可求解得:

$$\alpha \approx \frac{b_{\text{sum}} - b_0 R}{\sum_{r=1}^R \sqrt{r}}. \quad (31)$$

因此, 通信回合 r 的感知样本数应设置为:

$$b^{(r)} \approx \left\lceil \frac{(b_{\text{sum}} - b_0 R) \sqrt{r}}{\sum_{r=1}^R \sqrt{r}} + b_0 \right\rceil. \quad (32)$$

综上所述, 基于无线反射信号的动作感知任务, 我们给出了在多场景多设备情况下, 利用横向联邦学习架构训练感

知模型的解决方案，并对无线通信系统下的通信感知计算资源进行了联合优化，以降低训练时延，提升对感知任务的响应速度。

2 纵向协作感知

2.1 系统模型

2.1.1 纵向联邦学习架构

利用处于不同位置或视角的设备，纵向联邦学习架构对同一场景的观测信号进行联合信号处理，以训练一个分布式的神经网络。该神经网络由每个设备处的本地神经网络与服务器端的中心神经网络拼接而成^[9]。纵向联邦学习的目标是训练该整体的神经网络，以实现公式 (33) 中最小化问题：

$$(P2) \min_{\Theta} \mathcal{L}(\Theta; \mathcal{D}) \triangleq \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M f(\theta_0, \dots, \theta_K; \mathcal{D}_i) + \lambda \sum_{k=0}^K \gamma(\theta_k). \quad (33)$$

其中， $\Theta = [\theta_0, \dots, \theta_K]$ 代表整体神经网络， θ_0 为中心神经网络， $\theta_k (k \geq 1)$ 为设备 k 的本地神经网络。 $\mathcal{D} = \{\mathcal{D}_i\}_{i=1}^M$ 代表完整的数据集，包含 M 个数据样本，其中每个样本 $\mathcal{D}_i \triangleq \{\mathbf{x}_i, y_i\}$ 分散于各设备中，即每个设备 k 观测到的数据特征为 \mathbf{x}_i^k ，完整的数据特征 $\mathbf{x}_i = [\mathbf{x}_i^1, \dots, \mathbf{x}_i^K]^T$ 由所有设备中的数据特征拼接而成，标签 y_i 存储于服务器端。该整体神经网络的循环训练过程包含多个通信回合，每一个通信回合分为向前传播与向后传播两个阶段。不失一般性地，我们以均方误差损失函数为例，简要论述单个通信回合的过程。

(1) 向前传播阶段：对于任一数据样本 i ，各设备 k 利用最新的本地网络 θ_k 计算出本地输出 $\mathbf{p}_i^k = C_1(\theta_k; \mathbf{x}_i^k)$ ，并将其发送至服务器端，服务器端在接收到所有设备的本地结果后，通过中心神经网络 θ_0 计算出最终判决结果 $\hat{y}_i = C_2(\theta_0; \mathbf{p}_i^1, \dots, \mathbf{p}_i^K)$ 。基于该结果的损失函数值可表示为：

$$\mathcal{L}(\Theta; \mathcal{D}) = -\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \|y_i - \hat{y}_i\|^2 + \lambda \sum_{k=0}^K \gamma(\theta_k). \quad (34)$$

(2) 向后传播阶段：根据公式 (34) 的损失函数值，我们可计算出中心网络对应的梯度 $\mathbf{g}(\theta_0) = \frac{\partial \mathcal{L}(\Theta; \mathcal{D})}{\partial \theta_0}$ 。接着，服务器端将信息 $\frac{\partial \mathcal{L}(\Theta; \mathcal{D})}{\partial \mathbf{p}_i^k}$ 发送至各设备 k ，使设备 k 能够计算出本地梯度 $\mathbf{g}(\theta_k) = \frac{\partial \mathcal{L}(\Theta; \mathcal{D})}{\partial \mathbf{p}_i^k} \cdot \frac{\partial \mathbf{p}_i^k}{\partial \theta_k}$ 。最后，设备端与服务器端均使用梯度下降法对网络进行更新：

$$\theta_k \leftarrow \theta_k - \eta \mathbf{g}(\theta_k), \quad k = 0, \dots, K, \quad (35)$$

其中， η 为学习率。

2.1.2 无线通信模型

本文中，我们默认下行传输为高信噪比的情形，并主要关注上行传输中的时延控制问题。

考虑任一通信回合的上行阶段，我们假设各设备的本地模型输出维度均为 d ，用于当前回合训练的样本数为 M ，且每个输出结果均采用 q 比特进行量化。我们考虑采用二进制相移键控调制，则每个设备需上传的比特数量为 $D = qMd$ 。设备 k 与服务器端之间的信道可表示为 $H_{k,t} = \sqrt{\rho_{k,t}} h_{k,t}$ 。其中， $\rho_{k,t} = \phi_{k,t} d_{k,t}^\kappa$ 为大尺度衰落系数， $\phi_{k,t}$ 为阴影衰落系数， κ 为路损系数， $h_{k,t} \in \mathcal{CN}(0,1)$ 为小尺度衰落系数。给定传输信号 $\mathbf{s}_{k,t} \in \mathbb{C}^{D \times 1}$ ，则服务器端接收信号可表示为：

$$\mathbf{y}_{k,t}^{(i)} = H_{k,t} p_{k,t} \mathbf{s}_{k,t} + \mathbf{z}_{k,t}, \quad 1 \leq k \leq K, t \geq 1, \quad (36)$$

其中， $\mathbf{z}_{k,t} \in \mathbb{C}^{D \times 1}$ 为接收端噪声，功率为 σ^2 。令各设备传输带宽为 B 且传输频段互不干扰，则各设备上传链路对应的理想传输速率为：

$$r_{k,t} = B \log_2 \left(1 + \frac{p_{k,t}^2 |H_{k,t}|^2}{\sigma^2} \right), \quad (37)$$

其中， $p_{k,t}$ 为功率系数。另外，设备端上行传输需要满足如下平均功率约束：

$$\mathbb{E}_t[p_{k,t}^2] \leq P, \quad (38)$$

其中， P 为平均功率上限。

2.2 用户调度策略与收敛性分析

在纵向联邦学习架构下，每一通信回合的上行阶段均需所有设备向服务器端上传本地输出。服务器端需要接收到所有设备上传的数据后才能进行下一步的判决过程，因此信道衰落最严重的链路就决定了当前回合的上行传输时延。为避免训练过程受到上行传输时延过长的影响，我们首先提出一种基于信道截断^[10]的用户调度策略，并推导出该用户调度策略下的模型训练收敛情况，最后基于收敛性分析，给出了一些针对纵向联邦学习的神经网络结构设计准则。

2.2.1 用户调度策略

我们首先为各设备 k 设置信道增益阈值 $G_{k,t}$ ，当信道增益高于阈值时，就在当前回合调度该用户，否则静默该用户。该用户调度策略的数学描述如公式 (39) 所示：

$$p_{k,t} = \begin{cases} \frac{\sqrt{P_{k,t}^{\text{rx}}}}{\sqrt{\rho_{k,t}} h_{k,t}}, & |h_{k,t}|^2 \geq G_{k,t} \\ 0, & |h_{k,t}|^2 < G_{k,t} \end{cases} \quad (39)$$

进一步地,为满足公式(38)中的功率约束,可推导出:

$$P_{k,t}^{\text{rx}} = \frac{\rho_{k,t} P}{\text{Ei}(G_{k,t})}, \quad (40)$$

其中, $\text{Ei}(X) = \int_X^\infty \frac{1}{x} \exp(-x) dx$ 为指数积分。功率 $P_{k,t}^{\text{rx}}$ 决定了有效传输速率,而上行传输时延由速率最慢的链路决定,因此使各设备的传输速率一致为最高效的方案,从而有公式(41)中的等式约束:

$$\frac{\rho_{1,t}}{\text{Ei}(G_{1,t})} = \frac{\rho_{k,t}}{\text{Ei}(G_{k,t})}. \quad (41)$$

假设设备1经历的大尺度衰落最为严重,则各设备的信道增益阈值 $G_{k,t}$ 可以根据设备1的阈值 $G_{1,t}$ 及公式(41)的关系式进行调整。

2.2.2 收敛性分析

假设整体神经网络满足 L -光滑性与 μ -凸性,且满足以下有界性:

$$\|\mathcal{L}(\Theta_{t+1}) - \mathcal{L}(\Theta_t)\| \leq C, \quad \forall \Theta_t, \Theta_{t+1}, \quad (42)$$

$$\text{Var}[\nabla \mathcal{L}(\Theta_t)] \leq c, \quad \forall \Theta_t. \quad (43)$$

若每通信回合调度的设备集表示为 $\mathcal{K}_A(t)$, 学习率满足 $\eta \leq \frac{1}{L}$, 则训练过程的收敛情况满足如下不等式:

$$\mathbb{E}[\mathcal{L}(\Theta_{t+1}) - \mathcal{L}(\Theta^*)] \leq \left[1 - \frac{\mu\eta}{L}\right]^{t+1} \mathbb{E}[\mathcal{L}(\Theta_0) - \mathcal{L}(\Theta^*)] + \frac{c}{2\mu\eta}. \quad (44)$$

参数 v 为一个下界,其表达式为:

$$v \leq v_{0,t} + \sum_{k \in \mathcal{K}_A} v_{k,t}, \quad \forall t, \quad (45)$$

其中, $v_{k,t} = \frac{\|\nabla_k \mathcal{L}(\Theta_n)\|^2}{\sum_{k \in \mathcal{K}} \|\nabla_k \mathcal{L}(\Theta_n)\|^2}$ 。详细证明过程可参考文献[11]。

2.2.3 网络结构设计准则

首先,基于信道截断的用户调度策略,我们可得出单回合传输时延:

$$T_{\text{comm}} = \frac{qMd}{B \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \frac{\rho_{1,t}}{\text{Ei}(G_{1,t})}\right)}. \quad (46)$$

进一步地,单回合时延可表示为 $T_{\text{total}} = T_{\text{comm}} + T_{\text{comp}}$, 其中 T_{comp} 为计算时间(本工作中考虑其为固定值)。根据公式(44)可得,为达到精确度 ε , 即 $\mathbb{E}[\mathcal{L}(\Theta_t) - \mathcal{L}(\Theta^*)] \leq \varepsilon$, 所需通信回合数满足:

$$N_{\text{expect}} \leq \frac{\ln \left[\frac{\varepsilon}{C} - \frac{c}{2\mu\eta C} \right]}{\ln \left[1 - \frac{\mu\eta}{L} \right]}. \quad (47)$$

根据以上结果,我们可得出为达到精确度 ε 的整体训练时间的一个上界表达式:

$$T_{\text{expect}} \leq N_{\text{expect}} T_{\text{round}} = \left[\frac{qMd}{B \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \frac{\rho_{1,t}}{\text{Ei}(G_{1,t})}\right)} + T_{\text{comp}} \right] \times \frac{\ln \left[\frac{\varepsilon}{C} - \frac{c}{2\mu\eta C} \right]}{\ln \left[1 - \frac{\mu\eta}{L} \right]}. \quad (48)$$

由于不等式(48)本身较为复杂,各类参数对整体训练时间 T_{expect} 的具体影响不明确,因此难以直接求解。另外,以上结果均只在各项假设都满足的情况下成立。不同于直接优化,我们通过观察公式(48)的形式,给出了如下的一些神经网络设计/选择准则。

准则1: 参数 d 应当尽量小。本地神经网络的作用为特征提取,仅需较为完整地将本地数据包含的有效特征传递至服务器端。

准则2: 中心神经网络的模型应尽量大。我们观察公式(45)后可知,用户调度策略不会影响中心神经网络参与训练。由公式(44)可知,用户调度会影响参数 v 的值,其值由参与训练的模型对应的梯度二范数与整体神经网络对应的梯度二范数的比例决定,比例越高收敛越快。由于训练过程中梯度信息难以调控,因此我们提出增大中心网络比重的方案。这种做法能够增强算法的鲁棒性,使信道增益阈值的设置有更大的可选择范围。

准则3: 在中心网络的规模较大时,我们可将信道增益阈值设至较高水平,将各设备激活程度调至较低水平。该操作可有效降低单回合的训练时延,减少调度的用户数,且不会显著影响训练所需回合数,因此能够有效加速整体训练过程。

3 仿真实验

在本节中,我们通过具体的感知仿真任务来检验提出

的算法的有效性。其中,横向联邦学习架构相关的仿真采用动作识别任务,纵向联邦学习架构相关的仿真采用频谱联合感知任务。首先,我们验证在横向联邦学习架构下,采用1.4节中的资源配置优化方案是否能够有效加速训练过程。

我们设置如下3个对照方案:

方案1,采用最大通信功率,其他参数按提出的最优方案设置;

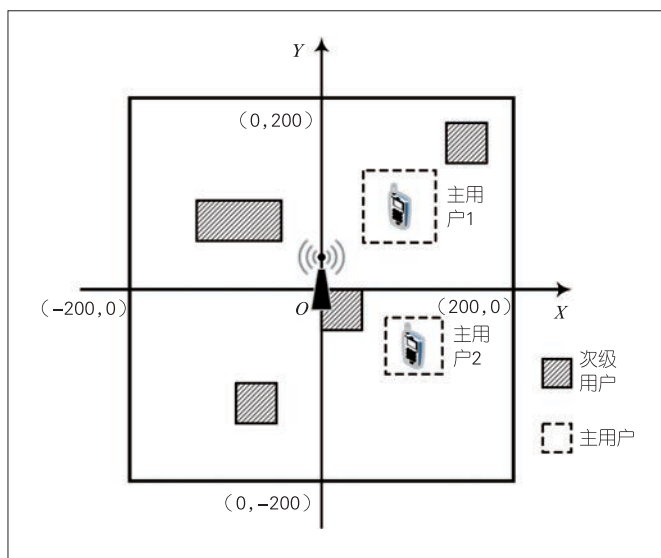
方案2,每回合采用相同的感知样本数,其他参数按提出的最优方案设置;

方案3,每回合采用递减的感知样本数,其他参数按提出的最优方案设置。

图6给出了所提的资源配置优化方案与各对照方案在训练集与测试集上的对比效果。其中,所提的资源优化方案的收敛速度明显快于对照方案1。其原因是方案1分配了过多的功率用于通信,这导致感知样本数量较少,更快地耗尽能

量,提前终止训练过程。另外,相比于对照方案2和3,所提方案具有更好的收敛效果,这体现了提出的感知样本数量调节设置能够有效地加快训练过程的收敛。

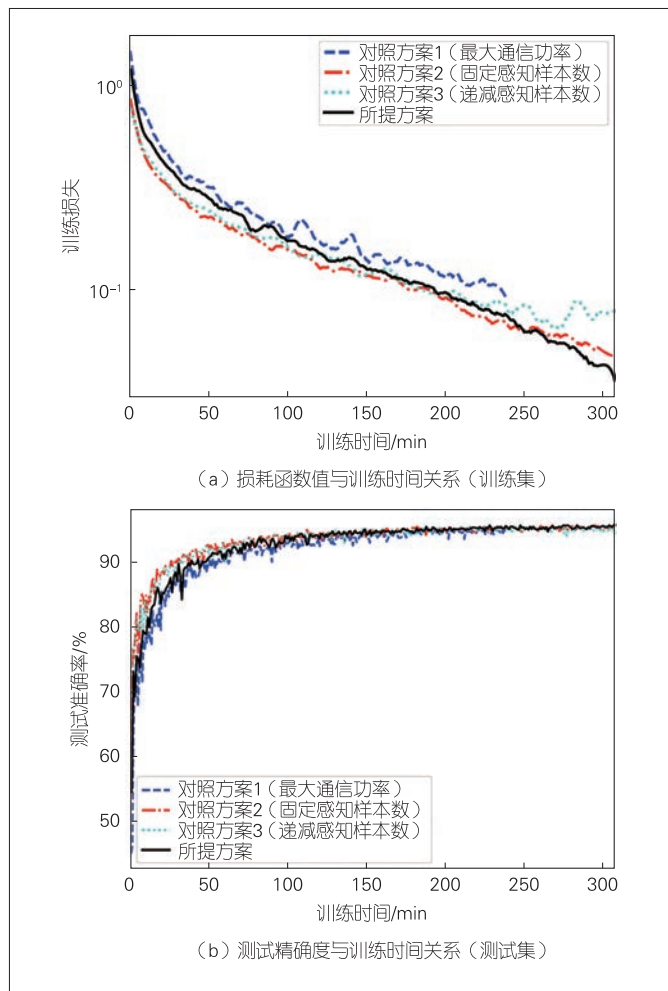
另外,在纵向联邦学习架构下,考虑频谱联合感知任务,我们验证了2.2节中的用户调度策略与神经网络设计的实际效果,具体如图7所示。



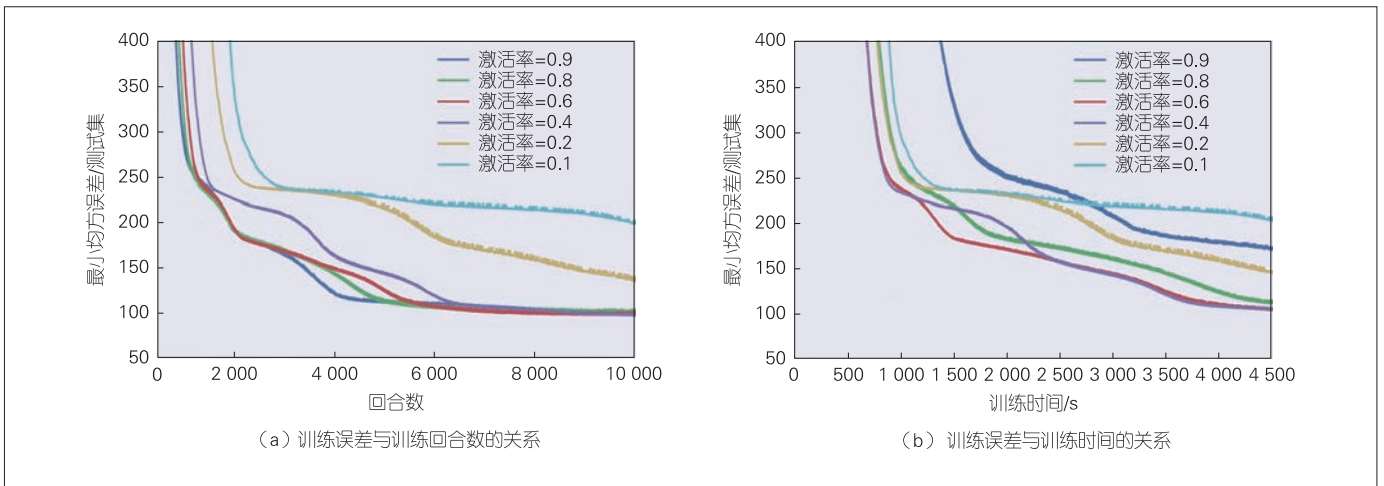
▲图7 频谱联合感知任务场景示意图

我们考虑两个神经网络设置,并对比不同神经网络设置下的训练收敛速率:神经网络1的设备端采用(203,2 048,8)的全连接网络,服务器端采用(32,24,8)的全连接网络;神经网络2的设备端采用(203,32,8)的全连接网络,服务器端采用(32,512,8)的全连接网络。我们将设备1的激活率(Activation Ratio)设置为 $\epsilon_{1,i} = \{0.9, 0.8, 0.6, 0.4, 0.2, 0.1\}$ 。其中,激活率为0.9的为对照方案可近似为未采用用户调度的方案。两种神经网络设置下的模型训练收敛速率分别如图8及图9所示。

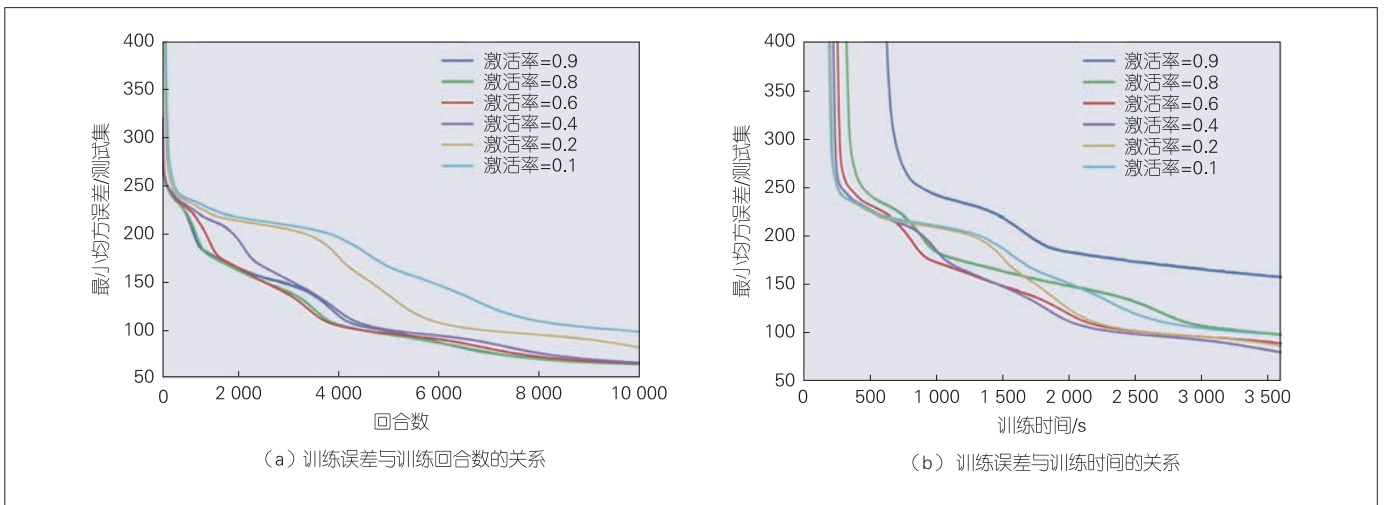
观察图9后我们可知,采用用户调度方案能够有效加速整体训练过程,且设备激活概率在一个较大范围([0.1,0.8])内调节均可以达到或接近最优收敛速率的效果。另外,对比图8和图9可知,采用神经网络2结构时能够取得更为稳定的收敛效果,其原因是在神经网络2结构中中心神经网络占更大比重,因此即使遇到用户调度策略设置得较为极端的情况,也能够保证训练过程的收敛不会过慢,这与2.2.3节中的设计准则2相吻合。另外,在该频谱联合感知任务中,需感知发射机的位置信息,我们考虑两台发射机的情况,并在图10中体现了增加感知机设备数量对感知准确度的影响。由图10中的结果对比可知,增加感知机数量能够有效提升



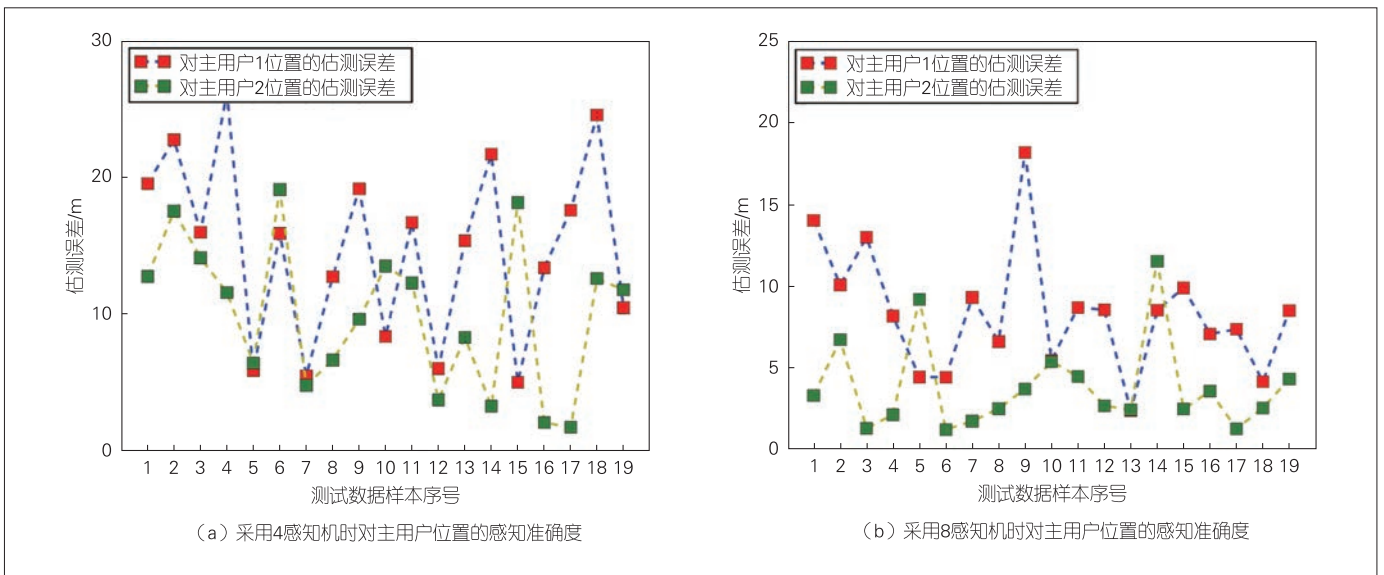
▲图6 两类典型的数据分布示意图



▲图8 采用神经网络1结构时纵向联邦学习算法收敛情况



▲图9 采用神经网络2结构时纵向联邦学习算法收敛情况



▲图10 采用不同数量感知机对感知准确度的影响

感知准确度，这也是采用纵向联邦学习架构进行联合感知相较于传统单感知机方案的主要优势所在。

4 结束语

在5G及未来的6G时代，边缘网络中基于无线通信的感知相关的智能应用将成为主流。因此，探索新型分布式学习架构，并设计与之相匹配的无线通信方案，联合优化系统资源分配，实现感知准确度与感知响应速率的有效提升，是未来通信技术发展的一个重要方向。本文提供的设计是通信感知一体化道路上的初步尝试，也为未来更为系统化多样化的设计提供了思路。

参考文献

- [1] ZHOU Z, CHEN X, LI E, et al. Edge intelligence: paving the last mile of artificial intelligence with edge computing [J]. Proceedings of the IEEE, 2019, 107(8): 1738–1762. DOI: 10.1109/JPROC.2019.2918951
- [2] ZHANG T, WANG S, LI G L, et al. Accelerating edge intelligence via integrated sensing and communication [C]//Proceedings of ICC 2022–IEEE International Conference on Communications. IEEE: 1586–1592. DOI: 10.1109/ICC45855.2022.9839016
- [3] LIU F, CUI Y H, MASOUIROS C, et al. Integrated sensing and communications: toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2022, 40(6): 1728–1767. DOI: 10.1109/JSAC.2022.3156632
- [4] MCMANHAN B, MOORE E, RAMAGE D, et al. Communication-efficient learning of deep networks from decentralized data[C]//Artificial Intelligence and Statistics. PMLR, 2017: 1273–1282
- [5] YANG Q, LIU Y, CHEN T J, et al. Federated machine learning [J]. ACM transactions on intelligent systems and technology, 2019, 10(2): 1–19. DOI: 10.1145/3298981
- [6] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M, ROMER R H. Tables of integrals, series, and products [J]. American journal of physics, 1988, 56(10): 958. DOI: 10.1119/1.15756
- [7] LIU P, ZHU G, WANG S, et al. Toward ambient intelligence: federated edge learning with task-oriented sensing, computation, and communication integration [EB/OL]. (2022–06–13) [2022–08–10]. <https://arxiv.org/abs/2206.05949v1>
- [8] MAO Y Y, ZHANG J, LETAIEF K B. Dynamic computation offloading for mobile-edge computing with energy harvesting devices [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2016, 34(12): 3590–3605. DOI: 10.1109/

JSAC.2016.2611964

- [9] LIU Y, KANG Y, ZHANG X W, et al. A communication efficient collaborative learning framework for distributed features [EB/OL]. (2022–09–20). <https://arxiv.org/abs/1912.11187>
- [10] ZHU G X, WANG Y, HUANG K B. Broadband analog aggregation for low-latency federated edge learning [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2020, 19(1): 491–506. DOI: 10.1109/TWC.2019.2946245
- [11] ZHANG Z, ZHU G, CUI S. Low-latency cooperative spectrum sensing via truncated vertical federated learning [EB/OL]. (2022–08–07) [2022–09–20]. <https://arxiv.org/abs/2208.03694v1>

作者简介



张泽中，香港中文大学（深圳）博士后，工学博士；主要研究领域为边缘智能、联邦学习、车联网及通信感知一体化等前沿技术；已发表论文17篇，拥有专利5项。



刘沛西，北京大学电子学院博士毕业生；主要研究领域为联邦边缘学习、通信感知计算一体化等；已发表论文7篇。



朱光旭，深圳市大数据研究院副研究员；主要从事无线通信理论研究，包括智能通信、5G/B5G通信技术；先后主持国家自然科学基金、广东省面上基金等资助，并作为骨干成员参与国家重点研发计划及广东省重点领域项目；曾获香港政府奖学金资助，获国际会议（WCSP）最佳论文奖；发表论文50余篇。

6G 通信感知一体化系统的性能指标



Performance Metric for 6G Integrated Sensing and Communication System

江甲沫/JIANG Jiamo, 韩凯峰/HAN Kaifeng,
徐晓燕/XU Xiaoyan

(中国信息通信研究院, 中国 北京 100191)
(China Academy of Information and Communications Technology, Beijing
100191, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205008

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221013.1453.010.html>

网络出版日期: 2022-10-13

收稿日期: 2022-08-29

摘要: 面向6G通信感知一体化 (ISAC) 系统, 从业务共存、能力互助、网络共惠3个阶段研究了技术演进趋势, 明确给出各阶段的系统设计目标和性能指标需求。从通信性能、感知性能、资源分配和应用场景等维度, 提出影响6G ISAC系统性能的四维边界因素。基于提出的通感效率和通感效用两个新的性能指标, 仿真评估了典型场景下的通信感知一体化系统性能, 为后续进一步开展6G ISAC的系统设计和评估验证工作提供了重要参考。

关键词: ISAC; 性能指标; 效率; 效用

Abstract: The development of 6G integrated sensing and communication (ISAC) systems is studied from three stages: traffic coexistence, capability cooperation, and network mutualism. The target of system design and requirement of performance metrics are proposed. The influence factors called four-dimension boundary factors of ISAC are presented in the four aspects: communication performance, sensing performance, resource allocation, and application scenario. Based on two new performance metrics called ISAC efficiency and utility, the performance of ISAC is simulated in typical scenarios. Some key suggestions for system design and evaluation are proposed for the evolution of 6G ISAC.

Keywords: ISAC; performance metric; efficiency; utility

未来6G将向毫米波、太赫兹等更高频段发展, 与感知频段逐步交叠, 孕育并催生通信感知一体化技术, 以赋予6G网络随时随地感知物理世界的能力^[1]。作为新一代智能化综合数字信息基础设施, 6G将与先进计算、大数据、人工智能等信息技术交叉融合, 实现通信与感知、计算、控制的深度融合, 逐步具备泛在互联、普惠智能、多维感知、全域覆盖、绿色低碳、内生安全等典型特征^[2]。在6G的典型场景和业务中, 通信感知融合将成为具有代表性的新增场景和新型业务。6G通信感知一体化技术将利用无线通信信号, 实现对目标的检测、定位、识别、成像等感知功能, 进而获取和重构周围的环境信息, 推动6G网络进入物理世界和数字世界融合的数字孪生时代。国际电信联盟 (ITU) 面向2030的未来技术趋势研究报告指出, 通信感知一体化技术将成为新一代移动通信系统最有潜力的关键技术方向之一^[3]。

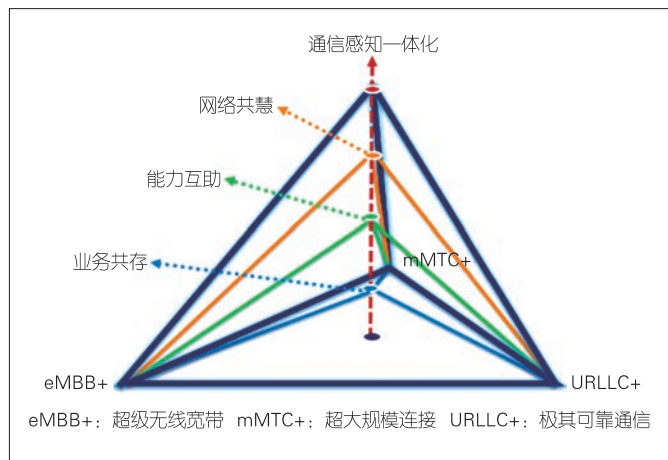
对于6G通信感知一体化系统的性能指标设计, 业界进行了多种探索。一方面, 在通信感知一体化系统的通信和感知功能并存场景下, 在保证通信或者感知功能性能需求

的同时, 对另一部分功能的性能进行优化。文献[4]提出了在保证用户需求的信干噪比的情况下, 最小化通信感知一体化系统的克拉美罗界 (CRB), 进而提升通信感知一体化系统的感知性能。另一方面, 考虑是否有新的性能指标定义形式, 综合表征通信感知两种功能的联合性能。例如, 部分学者基于感知互信息与时间的比值提出“估计速率”的概念^[5]。文献[6]研究了基于频率资源复用的通信天线和感知天线的位置排列问题, 提出了以最大化互信息 (MI) 作为优化目标的思路。文献[7]提出了将传统通信指标和感知指标以加权的方式作为通感一体化的联合指标的方法, 并设计了“加权频谱效率”的新指标。该指标由通信容量和估计速率加权构成。文献[8]则以误码率和CRB加权作为新指标, 研究了以最小化该指标为目标的波形设计方案。在组网技术方面, 部分学者提出了“移动感知网络”组网概念^[9], 探讨了通信感知一体化系统在网络层面的性能指标。但总体来说, 对于6G通信感知一体化性能指标的研究, 业界尚未形成共识。

目前,面向6G通感一体化的研究还存在融合演进路径不清、联合性能刻画维度模型难以建立、关键性能指标缺失等问题。为此,我们在第1章中,基于通信与感知能力协同水平,研究了“业务共存、能力互助、网络共惠”通感一体化融合演进路径,以明确各演进阶段系统设计目标和性能指标需求;在第2章中,依据效率、可靠性、网络化等指标类型,对通信和感知性能指标进行梳理和分类,并基于“通信性能、感知性能、资源分配、应用场景”等4个维度,提出刻画通感一体化业务共存阶段的性能边界体系架构,为通感性能极限等理论研究提供分析框架;在第3章中,创新地提出“通感效率”指标和“通感效用”指标,分别刻画单位感知精度下的可达通信容量以及最优通信和感知性能的可实现程度,并针对典型通感业务进行仿真验证,为开展6G通感评估与测试工作提供重要参考;最后在第4章中对全文进行总结,并提出下一步的研究方向。

1 通感性能指标的需求

在6G通信感知一体化的技术发展过程中,通信与感知将分阶段、分层次融合演进,其技术趋势主要包括业务共存、能力互助、网络共惠3个阶段(图1所示)。基于以上3个阶段的发展,最终6G的内生感知能力将得以实现。在通信感知一体化技术发展的不同阶段,面对不同的技术关注点和业务需求,系统性能也有不同的优化方向。因此,我们应该考虑不同的通信感知一体化系统的性能指标。



▲图1 6G通信感知一体化技术演进阶段

1.1 业务共存阶段

在业务共存阶段,系统的优化设计往往以通信或感知的单方面性能指标为主要考虑点,即当通信与感知二者之间存在资源分配和干扰协调等需求时,在满足系统基本需求的前

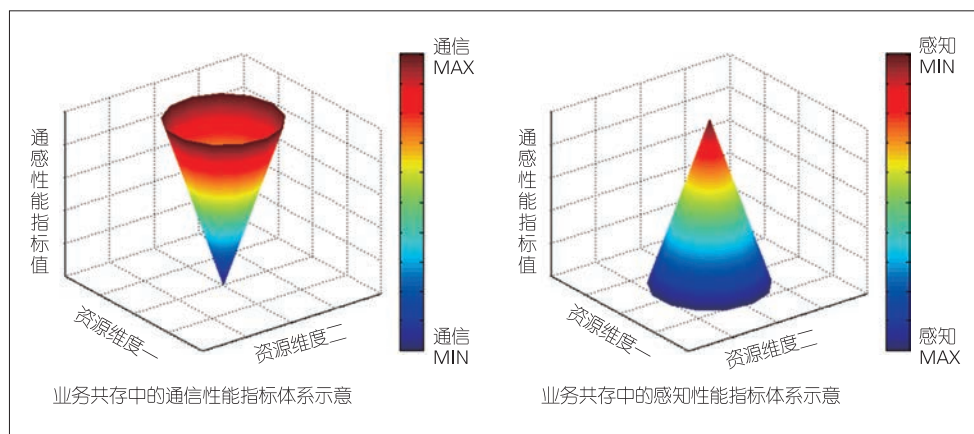
提下单方面优化通信或感知的性能。通信系统和感知系统设计的主要原则是尽可能避免相互之间的影响,尚不需要考虑相互辅助。此时通信感知一体化的性能指标体系如图2所示。在业务共存的极端情况中,即当通信和感知中只有一种业务存在时,可完全不需要考虑对另一种业务的影响,只需要在系统设计的限制条件下全力优化当前工作的系统性能;但是当通信与感知业务同时存在时,则需要统筹优化二者的性能,并减少彼此的干扰等影响。此时引入新的性能指标体系来呈现通信与感知性能之间的这种关系,将为解决此阶段6G通信感知一体化系统设计的资源分配问题提供有益参考。

1.2 能力互助阶段

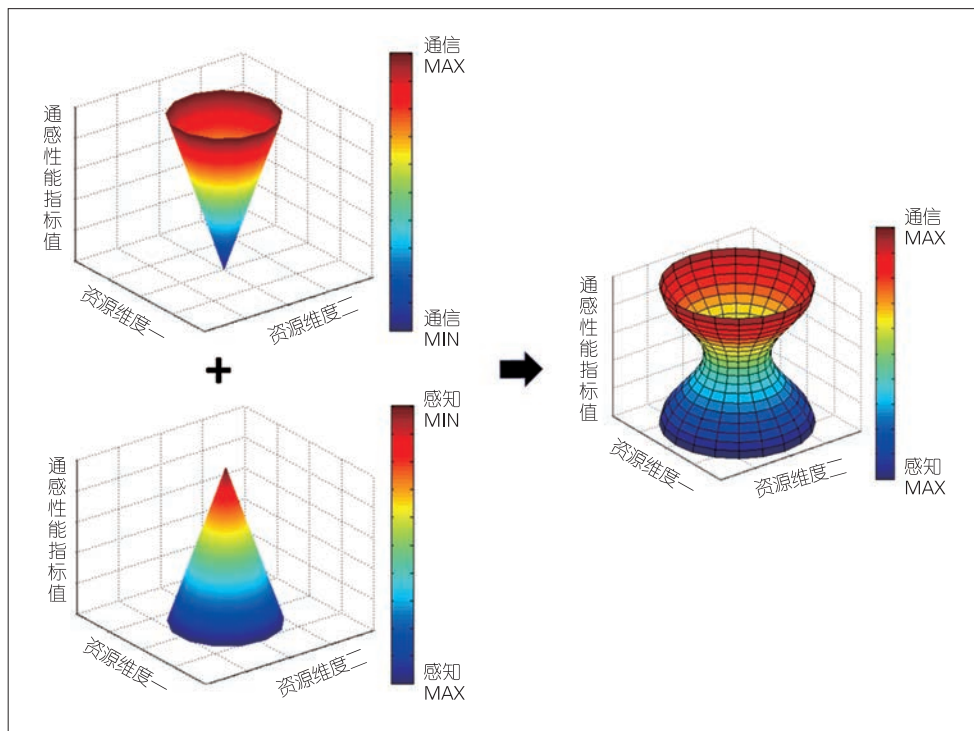
通信感知一体化技术不断演进,进入一体化程度更高的能力互助阶段。通信与感知系统同时工作,其中的一方会为另一方提供辅助以增强性能。辅助另一方的前提是需要满足自身的基础性能需求,如图3所示。一方面,感知功能辅助增强通信功能,保证最低感知性能需求,使得通信系统的性能可以超过业务共存阶段的性能;另一方面,通信功能保证最低通信性能需求,辅助增强感知功能,使得感知系统的性能可以超过业务共存阶段的性能。虽然此时仍可以使用独立通信或感知性能指标来评价系统性能,但是因为互助能力有潜力使通信和感知功能在一定程度上突破资源限制,所以在能力互助阶段也存在引入新的性能指标的需求。在能力互助的过程中引入新的性能指标,有助于分析通信和感知功能的资源利用率,从而提升整个通信感知一体化系统的性能。

1.3 网络共惠阶段

在网络共惠阶段, 6G 通信感知一体化的系统设计目标不再是单独关注通信性能提升或者感知性能提升, 而是关注通信感知的整体性能联合提升, 即感知既能够辅助通信, 通信也能够辅助感知, 二者相辅相成。此时, 通信与感知功能紧密结合。通信和感知单一的性能指标无法评价整个系统的性能, 因此需要引入新的性能指标来综合表征系统的“效用”, 如图 4 所示。基于这种新的 6G 通信感知一体化系统的性能指标, 当系统效用达到最大时, 通信系统性能并不一定是最优的, 感知系统性能也不一定是最优的。网络共惠阶段的系统整体性能优化挑战, 不再是单目标优化, 而是多目标联合优化。一方面, 在网络共惠阶段, 通信与感知系统的性能存在折中关系, 可以通过新的性能指标来表征; 另一方面, 新的性能指标的引入可以更加全面地表征通信辅助感知和感知辅助通信, 有助于打破独立优



▲图2 业务共存阶段的性能指标示意图



▲图3 能力互助阶段的性能指标示意图

化时的多维资源限制。

2 通感性能指标的边界因素

2.1 性能指标的分类

目前，人们对通信性能指标的分类和研究已相对完备。在6G通信感知一体化系统中，与通信功能相关的主要性能指标包括效率指标、可靠性指标、网络化指标。

(1) 通信效率指标：主要衡量在单位可用资源下（如时域、频域、空域、码域、能量域）的通信可达能力，包括峰值速率/体验速率、频谱效率、能量效率等。

(2) 通信可靠性指标：主要衡量通信系统对抗不良通信环境（如衰落、干扰、噪声等）的能力，包括误比特率、误码率、中断概率、空口时延/抖动等。

(3) 通信网络化指标：主要衡量通信网络的系统级性能，包括连接密度、网络总容量/速率、网络覆盖范围/覆盖率等。

在6G通信感知一体化系统中，除了需要探究通信性能外，还需要同时考虑感知性能。6G通信感知一体化系统的感知性能指标不局限于传统雷达理论的性能指标。因此，参照通信性能指标分类的维度，感知性能指标也可从效率指标、可靠性指标、网络化指标3个维度进行分类。

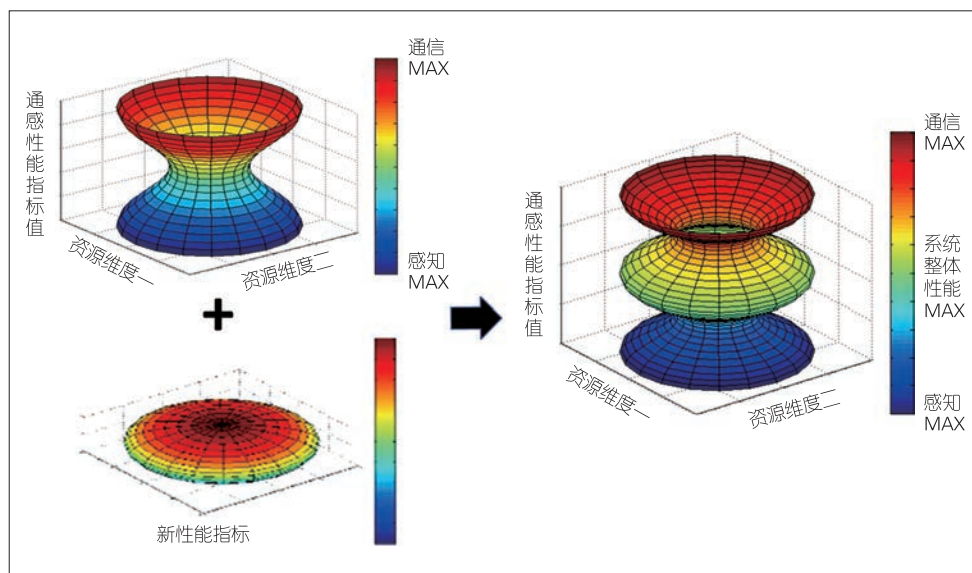
(1) 感知可靠性指标：主要衡量感知能力的理论上限及可达性能。根据感知业务内容，感知可靠性指标可进一步分为：检测可靠性指标，包括检测概率、虚警概率等；估计可靠性指标，包括估计均方误差（或用费雪信息或克拉美罗界进行衡量）、模糊函数等；识别可靠性指标，包括分辨率、识别准确率等。

(2) 感知效率指标：主要衡量在单位可用资源下（如时域、频域、空域、码域、能量域）的

感知可达能力。

(3) 感知网络化指标：主要衡量组网后的感知网络能力水平，包括感知范围、可感知目标数目、网络平均感知能力、对移动目标的感知能力、网络协作能力等。

当前业界绝大部分与感知性能分析相关的研究成果，主要是从感知可靠性指标的角度开展的。原因在于传统感知系统（例如雷达系统）的核心任务是实现精确的检测估计性能，同时拥有丰富的频率、功率、硬件条件（例如天线阵列）等可用资源，且无须考虑组网等网络化能力。然而，6G通信感知一体化系统需要利用同一个无线网络来同时实现通信和感知，因此需考虑资源受限和组网协作等问题。这



▲图4 网络共惠阶段的性能指标示意图

意味着人们需要利用新的性能指标来定义6G通信感知一体化系统。

2.2 性能指标的四维边界因素

在6G通信感知一体化系统中，系统将在同一硬件平台中同时提供通信和感知的服务能力。为了更好地分析和研究6G通信感知一体化系统的性能，我们需要充分考虑通信与感知能力的性能权衡即性能指标的边界因素，并且需要针对不同感知业务场景开展具体分析。

本文综合考虑6G通信感知一体化系统性能指标的影响因素，从通信性能、感知性能、资源分配、应用场景等4个维度，分析6G通信感知一体化系统性能指标的边界因素，即“四维边界因素”，如图5所示。具体包括：

(1) 根据可用资源刻画最优性能边界及可达性能域。资源分配维度主要包括时域、频域、空域、码域、能量域等可用资源维度。在给定资源条件下，根据资源分配策略来权衡通信与感知性能，并由此刻画出在该资源条件下的最优性能边界及可达性能域。

(2) 针对不同的应用场景选择适配的性能指标组合。感知性能指标与感知业务场景强相关，因此需要根据不同的通感应用场景，灵活选择适宜的通信和感知性能指标组合。

(3) 在给定有限可用资源的情况下，需要着重研究并定义“通感效率/效用”指标。在考虑不同通感技术方案的横向优劣对比时，建议在给定可用资源的情况下，比较可达感知和通信的性能，即比较不同技术方案的“通感效率/效用”指标。

3 通感性能指标的新角度

3.1 新性能指标的定义

本节首先给出通感效率和通感效用两个关于6G通信感知一体化的性能指标新定义。

(1) 通感效率指标

该指标旨在刻画在单位感知误差下的最大可达信道容量，其定义为信道容量和参数估计误差的比值，具体可表示为：

$$E_{\text{ISAC}}^{\gamma} = \frac{C^{\gamma}}{\kappa + \text{CRB}^{\gamma}}, \quad (1)$$

其中， C^{γ} 表示在信噪比为 γ 时的信道容量， CRB^{γ} 表示在信噪比为 γ 时的参数估计（测距、测速和测角等）克拉美罗界（即最小均方误差）， κ 为一个预置常数以限制 E_{ISAC}^{γ} 的最大值。

根据通感效率的定义可知，当信道容量提升或感知估计误差下降时， E_{ISAC}^{γ} 会增大；而当信道容量下降或感知误差提升时， E_{ISAC}^{γ} 的取值会变小。综上， E_{ISAC}^{γ} 能够表征通感一体化的联合效率性能，并且 E_{ISAC}^{γ} 越大，系统的通感效率就越高。

(2) 通感效用指标

该指标旨在刻画系统对于可用资源在给定资源分配方案下的利用程度，其包含信道容量可达度和感知精度可达度两项，具体的定义式可表示为：

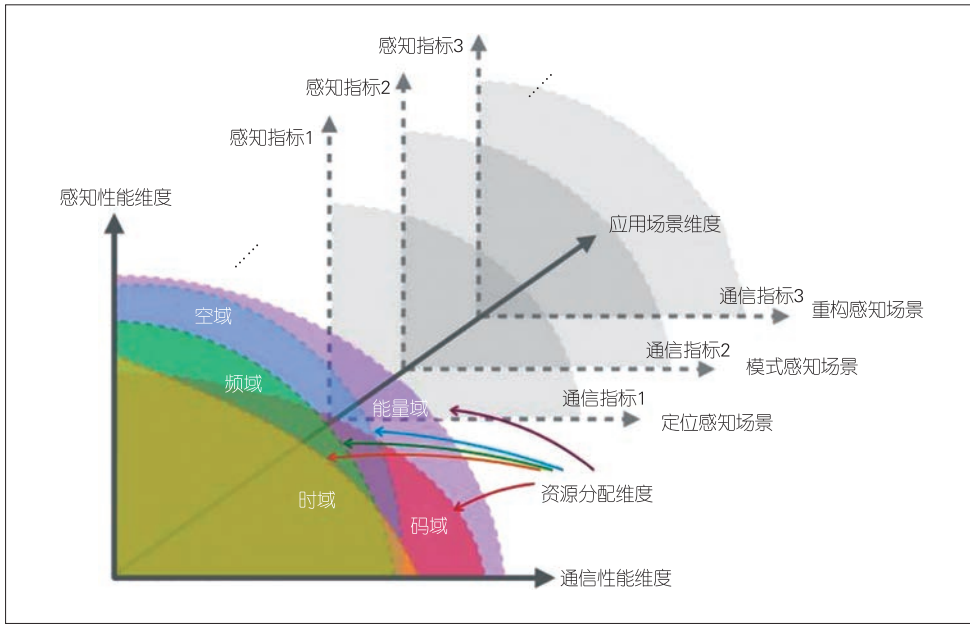
$$U_{\text{ISAC}}^{\gamma} = \eta \frac{C^{\gamma}}{C_{\text{max}}^{\gamma}} + (1 - \eta) \frac{\text{CRB}_{\text{min}}^{\gamma}}{\text{CRB}^{\gamma}}, \quad (2)$$

其中， C_{max}^{γ} 表示可用资源均用于通信业务时的最大可达容量， $\text{CRB}_{\text{min}}^{\gamma}$ 表示可用资源均用于感知业务时的最小可达估计误差， $\eta \in [0, 1]$ 表示加权因子并用于权衡通信和感知业务的比重。

根据通感效用的定义可知，当通信业务占用更多资源时，信道容量可达度得到提升但是感知精度可达度会下降；当感知业务占用更多资源时，感知精度可达度会提升但是信道容量可达度会下降。综上， U_{ISAC}^{γ} 可表征系统对于通信和感知的最大可用性能的利用率，并且 U_{ISAC}^{γ} 越大，系统的通感利用率（即效用）就越高。

3.2 新性能指标的分析与评估

基于笔者团队最新研究成果^[10]，针对导频资源对上述两个新评估指标进行理论推导，本文考虑基于导频资源复用实现通感一体化的场景，即导频资源既用于信道估计又用于目



▲图5 6G通信感知一体化系统性能指标的四维边界因素

标物的感知探测。特别地，基于导频信道估计的单个时隙的遍历容量的表达式为：

$$C^y(L_p) = \frac{B(L - L_p)}{\left[1 - 1/(1 + \sigma_1^2 \gamma_p L_p)\right] \ln 2} \left[e^{\frac{1 + \gamma_p L_p}{\gamma_d}} \text{Ei}\left(-\frac{1 + \gamma_p L_p}{\gamma_d}\right) - e^{\frac{1}{\gamma_d \sigma_1^2}} \text{Ei}\left(-\frac{1}{\gamma_d \sigma_1^2}\right) \right], \quad (3)$$

其中， B 表示带宽， L 表示一个时隙内的符号总数， L_p 表示导频的符号数， σ_1^2 表示通信信道的方差， γ_p 和 γ_d 分别为导频符号和数据符号的信噪比， $\text{Ei}(\cdot)$ 表示指数积分函数。

基于导频信号的测距和测速的遍历CRB的表达式分别为：

$$\text{CRB}_d^y = \frac{c^2 \exp(-A_y/(2\sigma_2^2)) {}_1F_1[1/2; 1; A_y/(2\sigma_2^2)]}{8\sqrt{2\sigma_2^2} \pi^{3/2} \gamma_p s_{\text{res}} B_{\text{rms}}^2} \cdot \frac{1}{L_p}, \quad (4)$$

$$\text{CRB}_v^y = \frac{6\lambda^2 \exp(-A_y/(2\sigma_2^2)) {}_1F_1[1/2; 1; A_y/(2\sigma_2^2)]}{32\sqrt{2\sigma_2^2} \pi^{3/2} \gamma_p s_{\text{res}} T_s^2} \cdot \frac{1}{L_p(L_p + 1)(2L_p + 1)}, \quad (5)$$

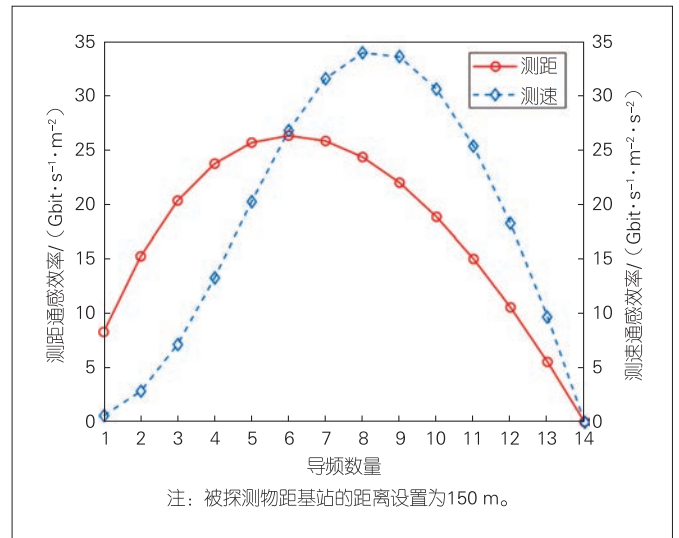
其中， c 表示光速， λ 表示载波的波长， s_{res} 表示雷达横截面积， T_s 表示符号时间间隔， B_{rms} 表示均方根带宽， A_y 表示基站与被探测物体间的主径信道强度， σ_2^2 表示感知信道的方差， ${}_1F_1(\cdot)$ 表示合流超几何函数。

下面我们基于公式(3)、(4)和(5)分别进行关于测距和测速的通感效率指标和通感效用指标的仿真评估。具体的仿真参数设置如下：单个时隙内的符号总数为 $L = 14$ ，符号时间间隔为 $T_s = 0.05 \text{ ms}$ ，载波波长为 $\lambda = 2 \text{ mm}$ ，载波的带宽为 $B = 200 \text{ MHz}$ ，被探测物的雷达横截面积为 $s_{\text{res}} = 100 \text{ m}^2$ ，通信信道的方差为 $\sigma_1^2 = 2$ ，感知信道的莱斯因子为 $K = A/\sigma_2^2 = 3$ ，均方根带宽为 $B_{\text{rms}} = \sqrt{12} B$ 。

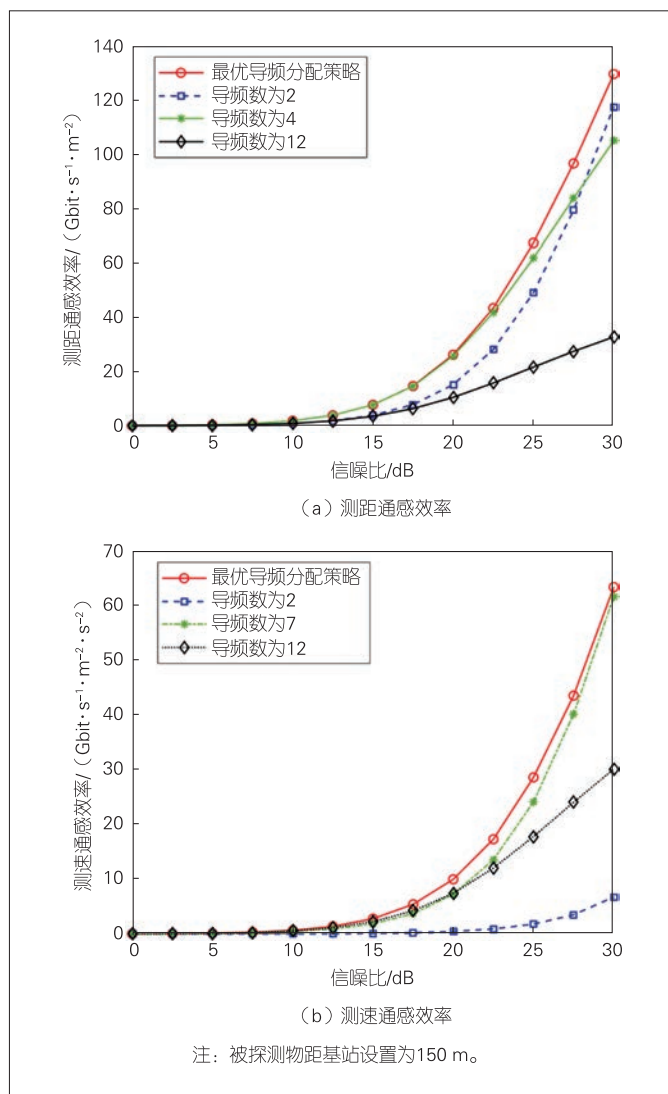
图6给出了通感效率随着导频数量的变化趋势曲线。特别地，当信噪比设置为20 dB， κ 设置为0.1时，如图6所示，测距和测速的通感效率均随着导频数量的增加

呈现先增大至最大值后递减的趋势。这是由于当导频数量较少时，增加导频数量可以提升感知的准确度。此时提升信道估计的精度可以增加信道容量，从而提高通感效率。然而，当导频数量足够多时，信道估计的精度和感知的准确度趋于饱和。继续增加导频数量会使得数据传输的可用资源减小，降低信道容量，进而降低通感效率。因此，我们可以通过设计并优化导频分配方案来提升通感一体化系统的通感效率。

图7(a)和图7(b)分别给出了测距通感效率和测速通感效率随信噪比的变化趋势曲线。特别地，当载波波长设置为 $\lambda = 5 \text{ mm}$ 时，如图7所示，相较于固定导频数的3种方



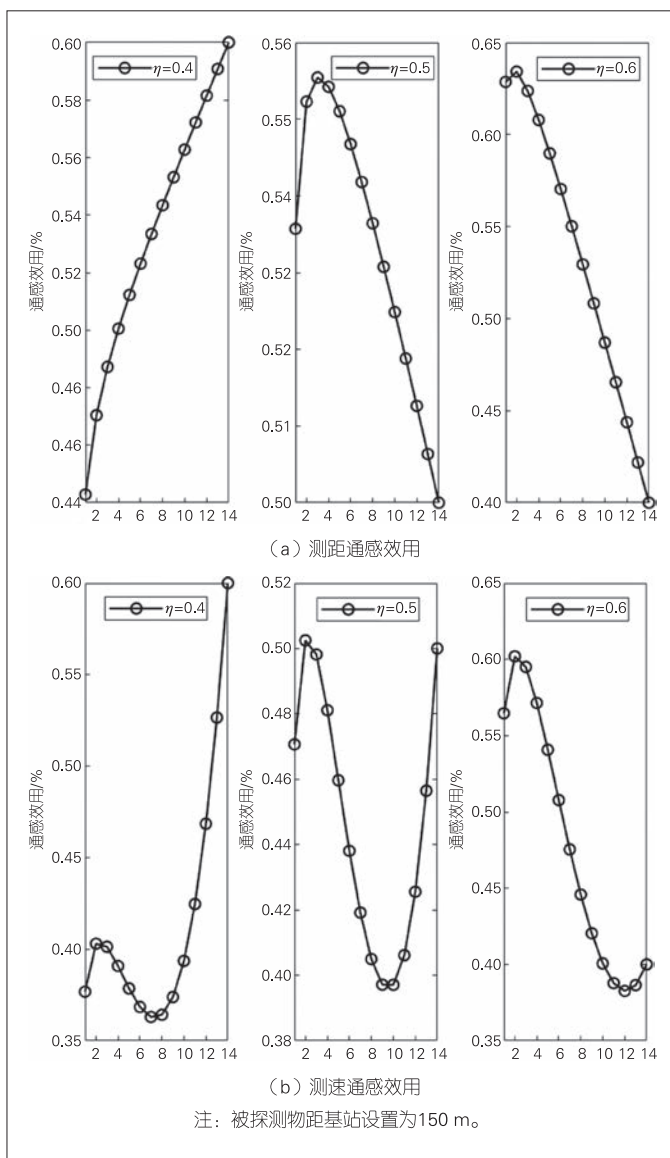
▲图6 通感效率随导频数量的关系曲线



▲图7 通感效率随信噪比的关系曲线

案, 最优的导频分配方案能够始终实现通感效率的最大化。如图7(a)所示的测距通感效率, 当信噪比较低时, 为实现通感效率的最大化, 一定数量的导频资源是必要的; 当信噪比较高时, 随着信道估计增益和感知精度的饱和, 较少导频资源开销能够提供更优的通感效率。如图7(b)所示的测速通感效率, 少量导频资源的分配方案在全信噪比下获得的通感效率都较低; 大量导频资源的分配方案获得的通感效率会随着信噪比的增加而缓慢提升, 这说明测速业务需要合适数量的导频资源以实现通信业务和感知业务间的性能平衡。此外, 从图7(a)和图7(b)还可以看出: 对于不同的感知业务, 导频的最优分配方案也存在着显著的差异, 因此不同业务需要定制化设计资源分配方案。

图8(a)和图8(b)分别给出了测距通感效用和测速通感效用随导频数量的变化趋势曲线。如图8(a)所示的



▲图8 通感效用随导频数量的关系曲线

测距通感效用曲线, 当 $\eta = 0.4$ 时, 由于更侧重于业务的感知功能, 通感效用在将全部资源用作导频时取得最大值。然而此时通信业务不能正常进行, 因此需要设置一个保障通信功能正常运行的阈值。当 $\eta = 0.5$ 时, 业务的通信功能和感知功能并重, 此时可以通过设计导频资源分配的优化方案使系统的通感效用达到最大。当 $\eta = 0.6$ 时, 由于更侧重于业务的通信功能, 通感效用在导频数量较少时取得最大值, 为了满足感知业务的测参精度要求, 也需要设置一个保障感知功能正常运行的阈值。如图8(b)所示, 测试通感效用曲线包含极大和极小两个峰值。为了避免过多的性能资源浪费, 我们在进行通感一体化设计时需要规避极小值区间的可行资源分配方案。

4 结束语

通信感知一体化技术已经被广泛认为是6G通信系统中最具潜力的关键技术之一,而多维感知的业务需求也对6G通信系统的设计和通信感知一体化技术的发展提出了更高的要求。随着6G通信系统的愿景、需求、指标、关键技术、评估和验证的发展,在标准推动的过程中,性能指标的设计将成为关键要素之一。如何在不同的技术演进阶段、不同的业务场景下充分评价通信感知一体化的性能,将一直是后续相关领域技术发展的基础。

致谢

中国信息通信研究院沈霞副高级工程师、徐明枫工程师在本研究中承担了重要工作,对他们表示感谢!同时本研究得到了北京邮电大学赵中原副教授的帮助,在此一并感谢!

参考文献

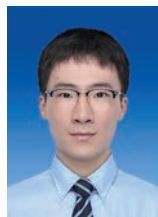
- [1] WANG Z Q, DU Y, WEI K J, et al. Vision, application scenarios, and key technology trends for 6G mobile communications [J]. Science China information sciences, 2022, 65(5): 1–27. DOI: 10.1007/s11432-021-3351-5
- [2] IMT-2030(6G)推进组. 6G典型场景和关键能力 [R]. 2022
- [3] ITU-R WP5D. 未来技术趋势研究报告 [R]. 2022
- [4] LIU F, LIU Y F, LI A, et al. Cramér–Rao bound optimization for joint radar–communication beamforming [J]. IEEE transactions on signal processing, 2022, 70: 240–253. DOI: 10.1109/TSP.2021.3135692
- [5] CHIRIYATH A R, PAUL B, JACYNA G M, et al. Inner bounds on performance of radar and communications co-existence [J]. IEEE transactions on signal processing, 2016, 64(2): 464–474. DOI: 10.1109/TSP.2015.2483485
- [6] TURLAPATY A, JIN Y W. A joint design of transmit waveforms for radar and communications systems in coexistence [C]//Proceedings of 2014 IEEE Radar Conference. IEEE, 2014: 315–319. DOI: 10.1109/RADAR.2014.6875606
- [7] CHIRIYATH A R, PAUL B, BLISS D W. Radar–communications convergence: coexistence, cooperation, and co-design [J]. IEEE transactions on cognitive communications and networking, 2017, 3(1): 1–12. DOI: 10.1109/TCCN.2017.2666266
- [8] KUMARI P, VOROBYOV S A, HEATH R W. Adaptive virtual waveform design

- for millimeter-wave joint communication–radar [J]. IEEE transactions on signal processing, 2020, 68: 715–730. DOI: 10.1109/TSP.2019.2956689
- [9] ZHANG J A, RAHMAN M L, WU K, et al. Enabling joint communication and radar sensing in mobile networks — a survey [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2022, 24(1): 306–345. DOI: 10.1109/COMST.2021.3122519
- [10] JIANG J M, XU M F, ZHAO Z Y, et al. Rethinking the performance of ISAC system: from efficiency and utility perspectives [EB/OL]. (2022-08-18) [2022-08-25]. <https://arxiv.org/abs/2208.08654>

作者简介



江甲沫, 中国信息通信研究院主任工程师、中国通信标准化协会无线通信技术工作委员会前沿无线技术工作组组长; 主要研究方向为6G通信感知一体化、6G无线与人工智能融合、6G原型验证系统设计等; 主持和参与多项国家级和省部级项目, 获省部级科技成果奖项一等奖2项; 发表论文30余篇。



韩凯峰, 中国信息通信研究院副高级工程师; 主要研究方向为面向6G的无线人工智能、通信感知一体化技术; 主持和参与省部级研究项目4项、中国通信学会研究课题7项; 发表论文30余篇。



徐晓燕, 中国信息通信研究院副高级工程师; 主要研究方向为面向6G的技术预研、ITU相关标准制定等。

基于WiFi的室内目标检测与定位方法



Indoor Target Detection and Localization Method Based on WiFi

韩雨彤/HAN Yutong¹, 李航/LI Hang²,
朱光旭/ZHU Guangxu², 陆彦辉/LU Yanhui^{2,3}

(1. 郑州大学, 中国 郑州 450001;

2. 深圳市大数据研究院, 中国 深圳 518172;

3. 郑州大学产业技术研究院, 中国 郑州 450001)

(1. Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China;

2. Shenzhen Institute of Big Data, Shenzhen 518172, China;

3. Zhengzhou University Industrial Technology Research Institute, Zhengzhou 450001, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205009

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.tn.20221013.1451.008.html>

网络出版日期: 2022-10-14

收稿日期: 2022-08-20

摘要: 提出了一种基于WiFi的室内目标检测与定位方法。采用连续多路径干扰消除的方法为多维参数估计提供初始化值, 对估计出的多维参数进行特征提取和分类, 可以识别出室内有无目标以及目标的状态。通过信道参数实现目标位置估计, 并根据室内地标来校准位置。实验结果表明, 提出的定位算法平均误差为0.825 2 m, 可有效提高定位的准确度。

关键词: 信道状态信息; 多维参数估计; 目标检测; 目标定位

Abstract: An indoor target detection and localization method based on WiFi is proposed. The method of continuous multi-path interference elimination is used to provide the initial value for multi-dimensional parameter estimation, and the feature extraction and classification of the estimated multi-dimensional parameters can identify whether there is a target in the room or not and the states of the target. The target location is determined from the estimated channel parameters, and the location is calibrated according to indoor landmarks. Experimental results show that the average error of the proposed localization algorithm is 0.825 2 m, which can effectively improve the location accuracy.

Keywords: channel state information; multi-dimensional parameter estimation; target detection; target localization

室内定位服务是很多技术应用的基础, 包括虚拟现实、智能家居、导航等。基于WiFi的定位系统^[1-2]因具有低成本、部署广泛的优点成为了一种热门的定位技术。

根据采集信号的不同, 基于WiFi的室内定位技术可分为基于接收信号强度(RSS)和基于信道状态信息(CSI)^[3]两类方法。RSS作为一种粗粒度信息, 难以提供准确可靠的信息用于定位。作为一种细粒度信息, CSI可以获取更多的信息来提高定位精度。通过部署设备获取信道状态信息, 系统根据CSI计算出到达角(AoA)、飞行时间(ToF)、多普勒频移(DFS)等参数, 进而可以通过算法确定目标的位置。

目前, 有许多研究通过获取CSI实现对人员的位置估计。WU等^[4]提出了一种鲁棒的WiFi无设备室内运动跟踪系统, 利用CSI的比值提取多普勒频移, 并通过组合最佳视图以实现鲁棒的轨迹重建。实验表明, 提出的方法平均跟踪误

差小于2.5%。ALEJANDRO等^[5]通过基于Nelder-Mead搜索的角度估计器和细粒度飞行时间测距系统实现了定位。实验表明, 即使在收发设备之间有障碍物遮挡的非视距场景下, 该系统性能比当时最先进的定位系统仍高出2~3倍。YANG等^[6]提出了一种基于二维多包矩阵束的WiFi定位方法。该方法联合估计AoA和ToF, 并且累积多个CSI数据包来提高参数估计精度。实验表明, 提出的方法可以实现0.42 m的定位精度。

上述几种方法需要部署多个接入点(AP)或至少两条链路来进行定位和跟踪。在仅有一组收发设备部署的场景中, 现有的一些研究工作大多利用CSI的多参数联合对目标进行位置估计。QIAN等^[7]提出了单链路的WiFi被动定位系统Widar2.0, 该系统将CSI建模成关于幅度衰减、DFS、ToF、AoA的函数后进行多参数联合估计, 并利用图匹配技术得到目标反射路径的长度与目标的方位信息的最优解。结果表明, Widar2.0实现了0.75 m的中值定位精度。JIN等^[8]设

基金项目: 国家自然科学基金(62001310); 广东省基础与应用基础研究基金(2022A1515010109); 深圳市科技计划基础研究(JCYJ20190813170803617)

计了一个多维参数估计器,通过优化路径组件的完整数据来细化路径参数,并且提出了基于匈牙利卡尔曼滤波的跟踪方法。实验结果表明,所提出的系统在室内的平均定位误差为0.82 m。LIU等^[9]分别估计反射信号的ToF和AoA来定位目标,在典型的室内环境中该系统的中位数定位误差可以达到0.75 m。

在实现多维参数估计的方法中,空间交替广义最大化^[10](SAGE)是一种广泛应用的方法。SAGE是期望最大化(EM)的扩展,它可通过迭代搜索的方式实现参数估计。然而,这种迭代算法受初始值影响较大,倘若初始值设置不恰当,将会产生计算复杂度高和局部最优解的问题。Widar2.0采用全零初始化方法。这种初始化方法虽然较为简单,但是通常需要更多的迭代次数才能达到收敛,并且无法保证达到全局最优解。文献[11]采用连续干扰消除作为初始化方法,但是这种方法的缺点是,每次估计的信号误差会被不断积累。文献[12]采用三维多信号分类(MUSIC)的初始化方法。然而,三维MUSIC的谱峰搜索时间复杂度很高,并且难以分解出能量相近的反射路径。另外,以上研究均没有考虑是否存在室内目标以及目标的状态,也没有利用多维参数得到丰富的室内信息。

本文提出了一种基于WiFi的室内目标检测与定位方法,不仅可以识别目标的状态,还可以得到目标的位置信息。本文主要贡献如下:(1)针对室内复杂环境的多维参数估计,提出了一种改进的参数初始化方法。该方法为SAGE提供初始值,实现了多维参数联合估计。(2)在参数估计的基础上,利用机器学习的方法对目标进行检测,识别出室内有无目标以及目标的状态(静止或运动)。(3)在目标运动的状态下,利用估计出的信道参数进行定位,并结合室内地标校准位置。

1 系统模型

本文的目标是实现单链路下的目标被动检测与跟踪,系统模型如图1所示。系统前端由一对收发设备组成,负责接收CSI数据。在收集到原始数据之后,系统首先进行信道参数估计,包括参数初始化和迭代估计。初始化可以给出信道参数的粗略估计,迭代估计可以得到信道参数的准确估计。之后系统利用估计的信道参数进行特征提取,并将其输入到分类器中,以识别室内有无目标以及目标的状态。最后系统将目标运动状态下的多个时刻、多条路径的参数进行路径匹配,找到目标反射的关联路径,再用该条路径的参数对目标进行定位,并使用地标校准位置。

由于室内环境的复杂性,发射器与接收器之

间存在多条路径信号,包括直射路径信号、反射路径信号和折射路径信号。

由于多径效应,无线信道在第 k 个天线、时刻为 t 、频率为 f 的信道频率响应为:

$$H(t, f, k) = \sum_{l=1}^L S_l(t, f, k) + N(t, f, k), \quad (1)$$

其中, L 表示多径数量, S_l 表示第 l 条路径的接收信号, N 表示接收信号中包含的高斯白噪声。

WiFi网卡采集到的CSI是信道频率响应在时间、频率和空间上的离散采样。假设有 T 个时间包、 F 个子载波、 A 个接收天线,以第0个时间包、第0个子载波和第0个天线上的CSI值 $H(0,0,0)$ 为基准,第 i 个时间包、第 j 个子载波、第 k 个天线上的CSI可以表示为:

$$H(i, j, k) = \sum_{l=1}^L S_l(i, j, k) + N(i, j, k) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(i, j, k) e^{-j2\pi f \tau_l(i, j, k)} + N(i, j, k), \quad (2)$$

其中, α_l 表示第 l 条路径的复衰减, τ_l 表示第 l 条路径的传输延迟。 $i=0,1,\dots,T-1$,表示第 i 个时间包, $j=0,1,\dots,F-1$,表示第 j 个子载波, $k=0,1,\dots,A-1$,表示第 k 个天线。

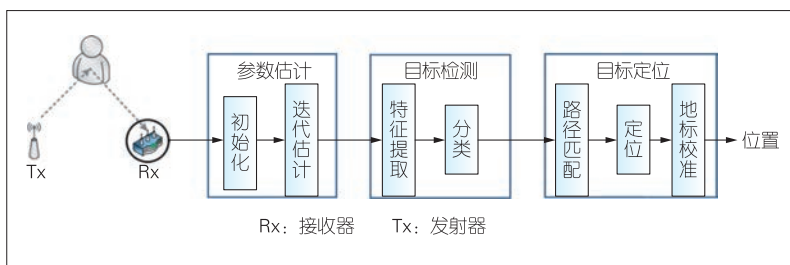
第 l 条路径在第 i 个时间包、第 j 个子载波、第 k 个天线上的信号相位可以表示为:

$$f\tau_l(i, j, k) \approx f_c \tau_l + \Delta f_j \tau_l + f_c \Delta d_k \cdot \varphi_l - f_{D_l} \Delta t_i, \quad (3)$$

其中, τ_l 、 φ_l 、 f_{D_l} 分别表示第 l 条路径的ToF、AoA和DFS。 f_c 表示信号的载波中心频率, Δt_i 、 Δf_j 和 Δd_k 分别表示 $H(i, j, k)$ 和 $H(0,0,0)$ 之间的时间差、频率差和天线距离差。因此,CSI是由ToF、AoA、DFS和衰减等信道参数构成的函数。利用CSI测量值,系统可以估计这些参数,从而实现定位等功能。

2 信道参数估计

实现目标检测与定位的前提是计算多径的信号参数。这里我们将第 l 条路径的信号参数记为 $\theta_l = (\alpha_l, \tau_l, \varphi_l, f_{D_l})$,多径



▲图1 基于Wifi的室内目标检测与定位系统模型

信号参数记为 $\Theta = (\theta_l)_{l=1}^L$ 。

由于发射器和接收器之间存在多种因素引起的相位噪声，因此我们可以采用共轭相乘^[7]的方法消除相位误差。该方法能够抑制静态路径分量，放大反射路径分量。

我们可以将多径信号参数估计问题描述为极大似然估计问题：

$$\Theta = \arg \max \left\{ -\sum_m |h(\mathbf{m}) - \sum_{l=1}^L P_l(\mathbf{m}; \theta_l)|^2 \right\}, \quad (4)$$

其中， $h(\mathbf{m})$ 表示接收到的 T 个时间包、 F 个子载波以及 A 个接收天线的三维CSI测量值矩阵，其中 $\mathbf{m} = (i, j, k)$ 。 $P_l(\mathbf{m}; \theta_l)$ 表示根据 θ_l 重构的路径信号：

$$P_l(\mathbf{m}; \theta_l) = \alpha_l \sum_m e^{2\pi(\Delta f_l \tau_l + f_c \Delta d_{l,k} \cdot \varphi_l - f_{D_l} \Delta t_l)}, \quad (5)$$

为了求解上述似然估计问题，本文采用SAGE算法。该算法在每一次迭代时仅需要重新估计 Θ 的一个子集（其他分量的估计不变）。因此，我们可以将 Θ 的估计分为多个单独参数的估计，依次优化每条路径的参数，进而降低计算的复杂度。

如果多径路径信号中包含两个相似的信号，并且没有先验知识，那么该算法可能会存在局部极小值问题。因此该算法需要一个相对准确的初始值，否则会导致收敛速度慢或者存在局部极小值问题。

2.1 初始化

准确的初始化值有利于SAGE算法后续的迭代过程。连续干扰消除是一种广泛应用的初始化方法，但是连续干扰消除易造成误差累积。为了减少误差累积的次数，本文先采用连续多路径干扰消除的方法为信道参数估计提供一个粗略估计，采用MUSIC获取几条路径的参数，然后对信号进行重构，并从接收信号中减去重构的这几条路径信号。这样可以减少连续干扰消除的次数，以此减小累计误差。

初始化采用MUSIC算法获取路径参数。由于接收信号存在一定的相关性，无法为MUSIC提供满秩的协方差矩阵，因此需要对CSI接收信号 $h(\mathbf{m})$ 进行空间平滑处理^[13]，将相干信号变为非相干信号。系统将平滑后的CSI进行特征值分解得到信号子空间和噪声子空间，然后根据信号子空间和噪声子空间的正交性，通过谱峰搜索得到路径的参数估计值：

$$f(\tau, \varphi) = \frac{1}{\rho^H(\tau, \varphi) \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \rho(\tau, \varphi)}, \quad (6)$$

其中， \mathbf{E}_n 表示对信号 $h(\mathbf{m})$ 进行特征值分解后的噪声子空间，

$\rho(\tau, \varphi) = \mathbf{e}(\tau) \otimes \mathbf{r}(\varphi)$ ， $\mathbf{e}(\tau)$ 表示不同频率下的飞行时间构成的导向矢量， $\mathbf{r}(\varphi)$ 表示不同天线距离下到达角构成的导向矢量，具体形式可写作：

$$\mathbf{e}(\tau) = [1, e^{-j2\pi\Delta f_1 \tau}, \dots, e^{-j2\pi\Delta f_{F-1} \tau}]^T, \quad (7)$$

$$\mathbf{r}(\varphi) = [1, e^{-j2\pi f_c \Delta d_{1,1} \varphi}, \dots, e^{-j2\pi f_c \Delta d_{A-1,1} \varphi}]^T. \quad (8)$$

经过以上步骤可以得到 l_1 条路径的 $\hat{\tau}$ 和 $\hat{\varphi}$ 。估计到的路径数量 l_1 等于搜索到的谱峰数量。每条路径的 \hat{f}_D 可通过最大化匹配的方法获得：

$$\hat{f}_D = \arg \max_{f_D} \{ |z(\hat{\tau}, \hat{\varphi}, f_D; h(\mathbf{m}))| \}. \quad (9)$$

每条路径的复衰减 $\hat{\alpha}$ 可以由 $\hat{\tau}$ 、 $\hat{\varphi}$ 、 \hat{f}_D 计算得到：

$$\hat{\alpha} = \frac{z(\hat{\tau}, \hat{\varphi}, \hat{f}_D; h(\mathbf{m}))}{T \cdot F \cdot A}, \quad (10)$$

其中，

$$z(\tau, \varphi, f_D; h(\mathbf{m})) = \sum_m e^{2\pi(\Delta f_l \tau + f_c \Delta d_{l,k} \cdot \varphi - f_{D_l} \Delta t_l)} h(\mathbf{m}). \quad (11)$$

根据得到的参数重构这 l_1 条路径的信号，并从原始接收信号中减去，剩余的路径信号为：

$$R_1(\mathbf{m}) = h(\mathbf{m}) - \sum_{l=1}^{l_1} P_l(\mathbf{m}; \hat{\theta}_l), \quad (12)$$

其中， $P_l(\mathbf{m}; \hat{\theta}_l)$ 表示根据参数 $\hat{\theta}_l$ 重构的信号。

接下来系统对剩余信号继续执行MUSIC算法并重构，以此类推，直到最终剩余信号的能量低于阈值。此时，系统可得到该时刻所有路径的参数估计 $\hat{\Theta}_{t,ini}$ ，然后再结合上个时刻的多维参数 $\hat{\Theta}_{t-1}$ 即可获得当前时刻的初始化参数：

$$\hat{\Theta}_t = \alpha \cdot \hat{\Theta}_{t,ini} + \beta \cdot \hat{\Theta}_{t-1}, \quad (13)$$

其中， α 和 β 分别为MUSIC算法的参数权重和上个时刻的参数权重。

2.2 迭代估计

我们将初始化阶段得到的估计值作为SAGE算法的初始值，然后依次优化每条路径的参数。这一过程具体包括期望步骤和最大化步骤。对于第 l 条路径，期望步骤会将总信号减去重建的其余路径信号。为了消除强信号对弱信号的干扰，在重建信号之前需要更新噪声：

$$\hat{N} = h(\mathbf{m}) - \sum_{l'=1}^{l-1} P_{l'}(\mathbf{m}; \hat{\theta}_{l'}) - \sum_{l'=l+1}^L P_{l'}(\mathbf{m}; \hat{\theta}_{l'}'), \quad (14)$$

其中， $\hat{\theta}_l$ 是本轮迭代估计的参数值， $\hat{\theta}_{l'}'$ 是上一轮迭代的参

数估计值。

重构第 l 条路径的信号为：

$$\hat{P}_l(\mathbf{m}; \hat{\Theta}') = P_l(\mathbf{m}; \hat{\theta}_l') + \hat{N}. \quad (15)$$

为了降低复杂性，在每次迭代中只搜索一个参数，同时修复其他两个参数，因此最大化步骤可按以下公式实现：

$$\hat{\tau}_l'' = \arg \max_{\tau} \{ |z(\tau, \hat{\phi}_l', \hat{f}_{D_l}'; \hat{P}_l(\mathbf{m}; \hat{\Theta}'))| \}, \quad (16)$$

$$\hat{\phi}_l'' = \arg \max_{\phi} \{ |z(\hat{\tau}_l'', \phi, \hat{f}_{D_l}'; \hat{P}_l(\mathbf{m}; \hat{\Theta}'))| \}, \quad (17)$$

$$\hat{f}_{D_l}'' = \arg \max_{f_D} \{ |z(\hat{\tau}_l'', \hat{\phi}_l'', f_D; \hat{P}_l(\mathbf{m}; \hat{\Theta}'))| \}, \quad (18)$$

$$\hat{\alpha}_l'' = \frac{z(\hat{\tau}_l'', \hat{\phi}_l'', \hat{f}_{D_l}''; \hat{P}_l(\mathbf{m}; \hat{\Theta}'))}{T \cdot F \cdot A}, \quad (19)$$

其中，

$$z(\tau, \phi, f_D; \hat{P}_l(\mathbf{m}; \hat{\Theta}')) = \sum_m e^{2\pi(\Delta f_l \tau_l + f_c \Delta d_k \cdot \phi_l - f_{D_l} \Delta t_l)} \hat{P}_l(\mathbf{m}; \hat{\Theta}'). \quad (20)$$

迭代在参数估计收敛时结束，即连续估计值的差小于阈值。

3 目标检测

实现目标定位的前提是室内有目标存在。为了充分获取室内信息，本文对室内目标进行检测，以判断室内是否存在目标以及目标的状态是静止还是运动。由于不同状态下的反射路径有所不同，多径信道参数会发生变化，因此信道参数可以作为目标检测的原始数据。在每种状态（室内无人、目标静止、目标运动）下分别采集CSI数据，可实现信道参数（AoA、ToF、DFS和衰减）的估计。然后我们以此来构建数据集。

为了保证每个类别特征维度的一致性，我们将多径信道参数中前5条路径中每个参数的均值、标准差和自相关函数作为特征，总共60维，并采用朴素贝叶斯、K最近邻(KNN)、支持向量机(SVM)等多种分类器进行训练。

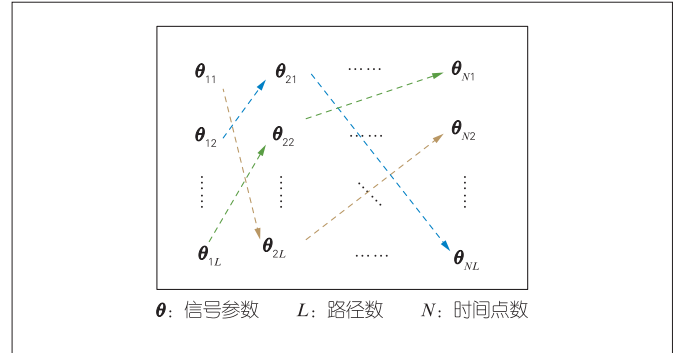
4 目标定位

在室内有人的情况下，我们可以利用信道参数来估计目标的位置。在本节中，我们首先找出目标运动对应的反射路径，依据数学模型进行目标位置估计，然后利用室内地标校准位置，以此提高位置估计的准确性。

4.1 路径匹配

对CSI测量值进行信号参数估计之后，我们就可以得到多个时刻的多径参数。然而，每个时刻的路径参数是独立

的，要想实现目标的定位，需要先将所有时刻目标反射路径的参数关联匹配起来。本文采用基于图的目标路径选择算法，构建了一段时间窗口内连续多个时刻的多路径关联网络图，如图2所示。



▲图2 路径关联网络图

假设要匹配时间窗口内 N 个时间点的路径参数，每个时间点有 L 条路径，首先计算不同时间点、不同路径之间的参数距离：

$$w_{i_1 j_1}^{i_2 j_2} = \|c^T(\theta_{i_2 j_2} - \theta_{i_1 j_1})\|, \quad (21)$$

其中， $\theta_{i_1 j_1}$ 表示 i_1 时刻第 j_1 条路径的参数， $\theta_{i_2 j_2}$ 表示 i_2 时刻第 j_2 条路径的参数， $i_1 = 1, 2, \dots, N$ ， $i_2 = 1, 2, \dots, N$ ， $j_1 = 1, 2, \dots, L$ ， $j_2 = 1, 2, \dots, L$ ， $w_{i_1 j_1}^{i_2 j_2}$ 表示 $\theta_{i_1 j_1}$ 与 $\theta_{i_2 j_2}$ 连接边的权重， c 是参数飞行时间、到达角、多普勒频移和衰减的归一化系数向量。

令 $g_{i_1 j_1}^{i_2 j_2}$ 表示是否选择 $\theta_{i_1 j_1}$ 和 $\theta_{i_2 j_2}$ 之间的连接边进行匹配的二元变量，要实现的目标函数为：

$$\mathbf{g} = \arg \min_{\mathbf{g}} \mathbf{w}^T \mathbf{g}, \quad (22)$$

其中， \mathbf{w} 表示权重 $w_{i_1 j_1}^{i_2 j_2}$ 组成的矩阵， \mathbf{g} 表示要优化的变量 $g_{i_1 j_1}^{i_2 j_2}$ 组成的矩阵，并且要满足同一时间的边不进行匹配，即 $i_1 \neq i_2$ 。针对该二元规划问题的求解可以采用YALMIP工具来实现。

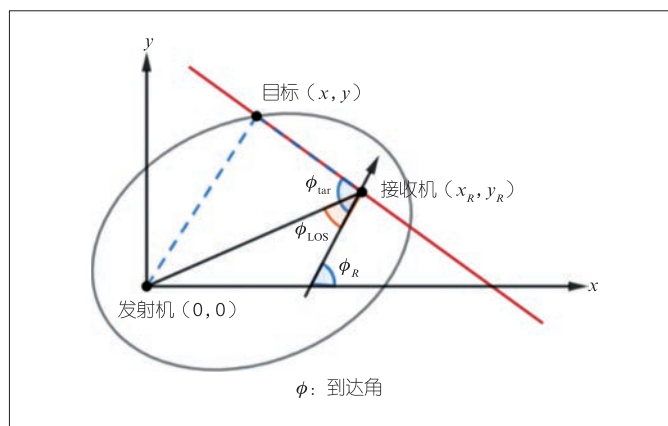
在实现时间窗口内的路径匹配之后，时间窗口内第一时刻的路径参数与窗口外前一个时刻的路径参数进行匹配。该匹配基于欧拉相似性实现。然后时间窗口向前滑动一个时刻继续完成路径匹配，直到所有时刻的路径参数匹配完成。之后系统计算每条匹配路径的平均衰减，并将平均衰减最大的路径集合作为目标反射的路径集合，得到目标路径的参数 $\theta_{\text{tar}} = (\alpha_{\text{tar}}, \tau_{\text{tar}}, \varphi_{\text{tar}}, f_{D_{\text{tar}}})$ 。

4.2 位置估计

理论上，目标路径的飞行时间乘以光速可以得到目标路径的相对距离。然而，飞行时间的分辨率低，会导致距离的

波动较大,因此定位误差也较大。多普勒频移相当于路径范围的变化率,并且分辨率高。因此,我们可以将细粒度的多普勒频移和飞行时间结合起来,以改进距离估计。例如,我们可采用卡尔曼平滑算法^[7],根据多普勒频移估计的路径范围变化率来细化ToF估计的范围。

在定位阶段,我们使用目标反射路径的到达角和距离来确定目标的位置。定位模型如图3所示。



▲图3 定位模型

假设发射器和接收器的位置固定且已知,令发射器的位置为坐标原点(0,0),接收器的位置坐标为 (x_R, y_R) 。直射路径的到达角 φ_{LOS} 可以通过静态环境下选择衰减最大的路径参数得到。接收器的天线阵列的方向 φ_R 可以由 φ_{LOS} 和 (x_R, y_R) 计算得到:

$$\varphi_R = \arctan\left(\frac{x_R \cos \varphi_{\text{LOS}} - y_R \sin \varphi_{\text{LOS}}}{x_R \sin \varphi_{\text{LOS}} + y_R \cos \varphi_{\text{LOS}}}\right) \quad (23)$$

若已求得目标反射路径的到达角 φ_{tar} 和距离 d_{tar} ,则目标的位置坐标 (x, y) 可以由下列方程计算得到:

$$\begin{cases} \sqrt{x^2 + y^2} + \sqrt{(x - x_R)^2 + (y - y_R)^2} = d_{\text{tar}} \\ \frac{y - y_R}{x - x_R} = \tan(\pi - (\varphi_{\text{tar}} - \varphi_R)) \end{cases} \quad (24)$$

在得到所有时刻的位置后,便可得到该段时间目标的运动轨迹,从而完成目标定位和轨迹重建的任务。

4.3 位置校准

在室内环境中总会有一些位置固定的家具,若已知这些家具的位置,就可将其作为室内地标校准目标位置,以提高轨迹重建的准确性。

利用信道参数得到目标轨迹之后,先计算每个位置坐标与地标之间的欧氏距离,再将距离小于阈值的位置坐标用地标的坐标进行替换,以达到位置校准的目的。最后将整条轨

迹经过滑动平均进行滤波,可得到平滑的目标轨迹。

5 实验结果与分析

我们使用配备有Intel 5300网卡的两台电脑进行实验,并在电脑中安装CSI TOOL以收集5 GHz WiFi信道的CSI信息,在作为发射器的电脑上配置1根发射天线,同时在作为接收器的电脑上配置3根接收天线。每秒钟数据包传输个数为1 000。然后我们使用MATLAB来处理接收数据。

5.1 目标检测实验评估

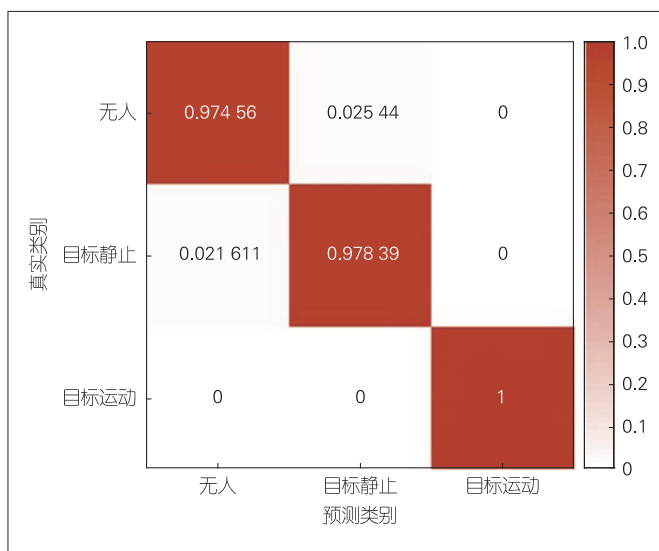
目标检测结果包括3类:无人、目标静止和目标运动。在这3种场景下,我们分别采集CSI数据以估计信道参数,并将估计到的前5条路径的AoA、ToF、DFS和衰减幅度作为原始数据集,使用滑动窗口进行分段,同时设置50%的重叠,之后对数据集进行特征提取和训练,并采用十折交叉验证。表1为不同分类器的识别准确率,图4为KNN分类器的混淆矩阵。

▼表1 不同分类器的识别准确率

分类器	朴素贝叶斯	决策树	SVM	KNN
准确率/%	91.7	94.1	95.8	98.7

KNN:K最近邻

SVM:支持向量机



▲图4 K最近邻分类器混淆矩阵

由表1可知,4种分类器的识别准确率均达到90%以上。其中,KNN分类器的识别准确率最高,达到了98.7%。由此可知,信道参数可以用于目标检测并且检测效果较好。由图4可知,无人和目标静止两类情况有混淆的可能。原因是两种状态下室内目标均处于静止状态,并且目标的存在只影响

部分反射路径。两种状态下的信道参数有一定的相似性。相对而言,目标运动的情况可以被准确地识别出来。

5.2 定位实验评估

我们在真实室内场景中采集数据,并对提出的参数估计和地标校准进行验证和评估。这里我们选择一个 $5\text{ m} \times 6\text{ m}$ 的会议室进行实验,在场景中部署了一对收发设备。设备部署位置如图5所示。

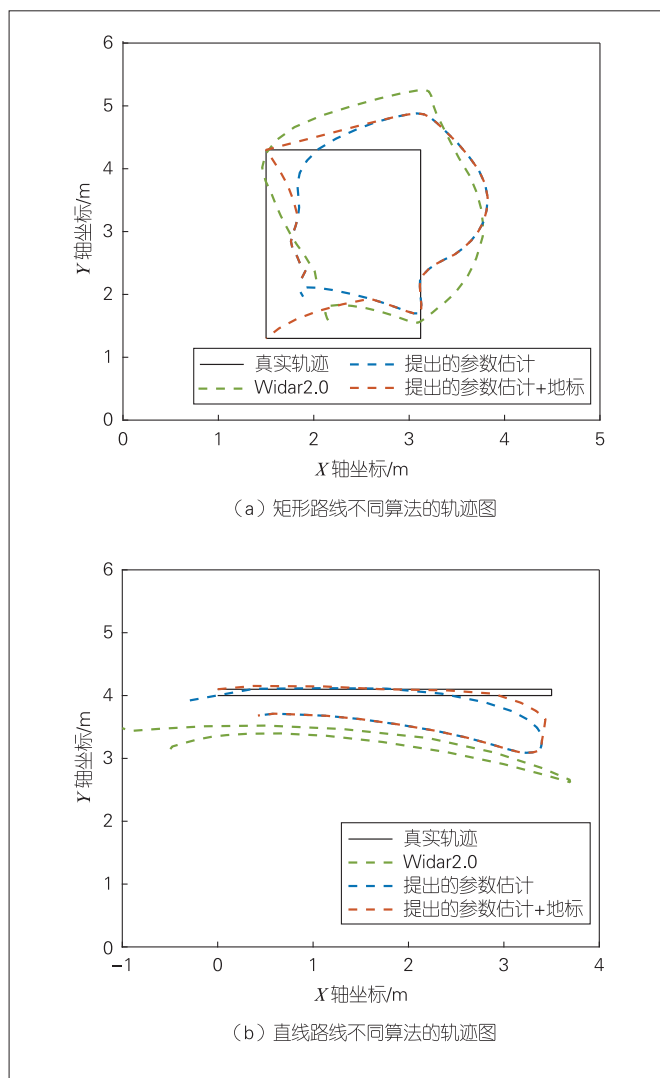


▲图5 实验场景

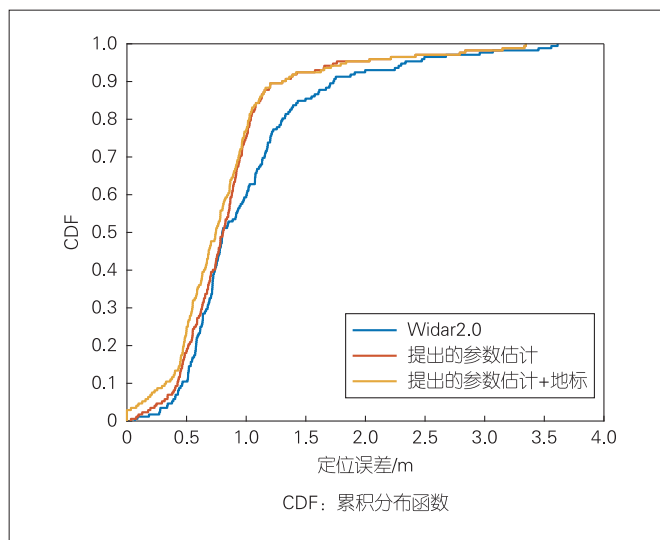
为了证明本文所提方法的性能,我们将该算法与Widar2.0进行比较。图6为在不同路线采用不同算法实现轨迹恢复的结果。图7展示了不同方法的定位性能对比。从图中可以看出,采用本文提出的参数估计方法实现的定位平均误差为 0.873 1 m 。经过地标校准后,平均误差将降到 0.825 2 m 。两种方法90%的定位误差都小于 1.5 m 。而Widar2.0的平均定位误差为 1.018 3 m 。可以看出,本文提出的算法优于Widar2.0。Widar2.0的参数估计采用全零初始化,与真实值有较大的误差,并且未考虑噪声影响,导致跟踪时的定位误差较大。综上所述,本文提出的参数估计方法可以提高定位的准确度,并且地标对定位精度的提升也有一定的作用。

6 结束语

本文中,我们提出了一种在单链路系统中实现被动目标检测与定位的方法,首先采用连续多路径干扰消除完成参数初始化,然后利用信道参数识别室内有无目标以及目标的状态,在定位阶段结合地标来校准位置,提高了定位的准确性。在典型室内环境中进行的实验表明,该方法的平均定位误差为 0.825 2 m ,与Widar2.0算法相比,定位精度有所提



▲图6 不同路线不同算法恢复的轨迹图



▲图7 不同算法定位精度对比

升。然而本文仅实现了单目标的定位，未来将考虑实现多目标的准确定位。

参考文献

- [1] ZAFARI F, GKELIAS A, LEUNG K K. A survey of indoor localization systems and technologies [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2019, 21(3): 2568–2599. DOI: 10.1109/COMST.2019.2911558
- [2] XIAO J, ZHOU Z, YI Y, et al. A survey on wireless indoor localization from the device perspective [J]. ACM computing surveys (CSUR), 2016, 49(2): 1–31. DOI:10.1145/2933232
- [3] MA Y S, ZHOU G, WANG S Q. WiFi sensing with channel state information [J]. ACM computing surveys, 2020, 52(3): 1–36. DOI: 10.1145/3310194
- [4] WU D, ZENG Y W, GAO R Y, et al. WiTraj: robust indoor motion tracking with WiFi signals [J]. IEEE transactions on mobile computing, 2021, 99: 1. DOI: 10.1109/TMC.2021.3133114
- [5] PIZARRO A B, BELTRÁN J P, COMINELLI M, et al. Accurate ubiquitous localization with off-the-shelf IEEE 802.11ac devices [C]//MobiSys '21: Proceedings of the 19th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services. 2021: 241–254. DOI: 10.1145/3458864.3468850
- [6] YANG R M, YANG X L, WANG J C, et al. Decimeter level indoor localization using WiFi channel state information [J]. IEEE sensors journal, 2022, 22(6): 4940–4950. DOI: 10.1109/JSEN.2021.3067144
- [7] QIAN K, WU C S, ZHANG Y, et al. Widar2.0: passive human tracking with a single Wi-Fi link [C]//Proceedings of the 16th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services. ACM, 2018: 350–361. DOI: 10.1145/3210240.3210314
- [8] JIN Y, TIAN Z S, ZHOU M, et al. MuTrack: multiparameter based indoor passive tracking system using commodity WiFi [C]//Proceedings of ICC 2020 – 2020 IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2020: 1–6. DOI: 10.1109/ICC40277.2020.9148887
- [9] LIU X Y, WANG Y, ZHOU M, et al. Indoor passive localization with channel state information using a single access point [J]. IEEE sensors journal, 2021, 21(15): 17085–17095. DOI: 10.1109/JSEN.2021.3081563
- [10] FLEURY B H, TSCHUDIN M, HEDDERGOTT R, et al. Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SAGE algorithm [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 1999, 17(3): 434–450. DOI: 10.1109/49.753729
- [11] XIE Y X, XIONG J, LI M, et al. mD-Track: leveraging multi-dimensionality for passive indoor Wi-Fi tracking [C]//The 25th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. ACM, 2019: 1–16. DOI:10.1145/3300061.3300133
- [12] CHEN Z, ZHU G R, WANG S L, et al. M³: multipath assisted Wi-Fi localization with a single access point [J]. IEEE transactions on mobile computing, 2021, 20(2): 588–602. DOI: 10.1109/TMC.2019.2950315
- [13] KOTARU M, JOSHI K, BHARADIA D, et al. SpotFi: decimeter level localization using WiFi [C]// Proceedings of the 2015 ACM Conference on

Special Interest Group on Data Communication. ACM, 2015: 269–282. DOI: 10.1145/2785956.2787487

作者简介



韩雨彤，郑州大学在读硕士研究生；主要研究领域为无线通信及智能手机传感器的应用。



李航，深圳市大数据研究院副研究员、高级经理；主要研究领域为无线通信、物联网和机器学习的应用；主持和参与基金项目5项；已发表论文40余篇。



朱光旭，深圳市大数据研究院副研究员；主要从事无线通信理论研究，包括智能通信、5G/B5G通信技术；先后获国家自然科学基金、广东省面上基金资助，并作为骨干成员参与国家重点研发计划、广东省重点领域项目多项；曾获香港政府奖学金资助，获国际会议（WCSP）最佳论文奖；发表论文50余篇。



陆彦辉，郑州大学产业技术研究院教授；主要研究领域为宽带无线通信理论与技术、大规模网络优化等；先后主持和参加基金项目10余项，获科技成果奖1项；已发表论文50余篇，获得授权发明专利7项、软件著作权3项。

通信感知一体化技术思考



Reflections on Integrated Sensing and Communication Technology

潘成康/PAN Chengkang

(中国移动研究院, 中国 北京 100053)
(China Mobile Research Institute, Beijing 100053, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205010

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221013.1629.016.html>

网络出版日期: 2022-10-14

收稿日期: 2022-08-25

摘要: 通信感知一体化具有丰富的技术内涵和应用场景, 已成为当前 6G 研究热点。分析了通信与雷达技术特征的异同, 并从网络感知角度探讨了通感一体化面临的理论、技术与工程挑战。给出了语义视角下的一体化研究建议, 以及未来网络部署运营在频谱、产品形态和感知专网等方面的建议。认为在 5G 增强版和 6G 系统中开展通感一体化标准化工作, 必将推动通信产业与雷达产业的融合发展。

关键词: 6G; 通信感知一体化; 感知专网

Abstract: The integrated sensing and communication (ISAC) has rich technical connotations and application scenarios, becoming a hot research topic in 6G. The similarities and differences between the technical characteristics of communication and radar are analyzed. The theory, technology, and engineering challenges of the ISAC from the perspective of network sensing function are discussed. The research suggestions on the joint design of ISAC and semantic communications are proposed, as well as the suggestions for future network deployment and operation in terms of spectrum, product form, and private sensing network. It is believed that the standardization of ISAC in the 5G enhanced version and 6G system will certainly promote the integrated development of communication industry and radar industry.

Keywords: 6G; ISAC; private sensing network

1 通信感知一体化技术背景

感知与通信分别是信息处理的前端与中间环节, 负责信息采集与信息传递, 支撑后端的信息计算与应用。在传统信息处理流程中, 感知与通信相对独立。蜂窝物联网、雷达互联网^[1]、无线传感网等技术与产业的发展, 都延续了这种架构。这些网络不具备面向目标的感知功能, 感知功能由终端负责。

雷达是典型的无线感知终端, 具有目标检测、定位、跟踪、识别和成像等功能, 长期与通信独立发展。20 世纪 60 年代, 一种通过雷达脉冲间隔调制通信消息的雷达通信系统诞生, 成为通信感知一体化技术 (以下简称通感一体化) 的源头^[2]。20 世纪 90 年代后, 通信体制开始向正交频分复用调制 (OFDM) 和多输入多输出 (MIMO) 发展。其中, OFDM 成为通信主流波形。随后, MIMO 技术也被引入雷达体制中, 但在连续波体制雷达中, 主流波形仍是 Chirp 信号。这个阶段, 通感一体化的重点是以雷达为中心, 通过基于 Chirp 信号的信息调制实现通信功能^[3]。

在 5G 时代, 5G 新空口 (NR) 引入定位参考信号, 实现了基站与终端的协同定位功能。此时, 通感一体化开始以通信为中心, 并进入网络感知阶段。随着超大规模天线通信与雷达、毫米波通信与雷达技术的发展, 通信与感知两者技术

特征、信道特征、应用场景越发相似, 呈现体制化融合发展态势^[4]。同时, 智能化、沉浸式、数字孪生等新兴业务的发展, 极大提升了对目标的高精度探测、定位、识别、成像与大带宽、低时延信息传递等信息处理需求。因此, 在蜂窝网络中, 引入更强大的超越定位功能的感知能力, 成为当前 5G 增强与 6G 预研的核心目标之一。太赫兹/可见光通感一体化开始受到关注。

以网络感知为中心的通感一体化相关工作在中国通信标准化协会 (CCSA) 协会、IMT-2030 (6G) 推进组陆续展开。当前, 人们对通感一体化技术的概念与内涵已达成初步共识, 通感一体化技术体系正在逐步完善^[5]。外场测试工作正在进行中, 包括定位、识别与成像。初步测试结果证明了通感一体化的可行性与性能增益。

2 通感一体化技术特征

2.1 无线通信与无线感知技术分析

无线感知是以无线电为媒介进行信息采集的行为。感知发送机发送无线信号, 感知接收机接收目标反射的信号。系统通过信号处理算法提取信号中与目标特征相关的参数, 从而获知目标状态。目标状态空间取决于上层任务的定义, 可

以是静的位置状态、运动状态、形状属性等空间,也可以是这些空间的组合。空间大小(可量化的最小状态变量集)由感知系统的能力(工作范围与精度)决定。

为了估计目标状态空间中的未知参数,通常系统需要发送一个包含若干确定参数(如信号幅值、频率、相位等)的无线信号 $x(A(t), f(t), \varphi(t))$ 。该信号到达目标后,被目标自然调控(也可人工调控)形成反射信号。接收端接收到的反射信号 $y(t)$ 可表示为:

$$y(t) = \alpha(\Delta A(t), \Delta f(t), \Delta \varphi(t)) x(A(t), f(t), \varphi(t)) + n(t), t \in [0, T], \quad (1)$$

其中, $x(A(t), f(t), \varphi(t))$ 对于接收端已知, $\alpha(t)$ 是信号经目标反射后的响应函数, T 是信号周期。感知算法被用来求解未知变量 $\alpha(t)$ 中幅值、频率和相位相对于 $x(A(t), f(t), \varphi(t))$ 的变化值。

无线通信是以无线电为媒介进行信息传递的行为。通信发送机发送无线信号,接收机接收经信道衰变的信号。系统通过信号处理算法检测信号中的调制参数获得源端编码信息。同样,这里可调控的参量有相位、幅度、频率等。参量的变化由编码信息调控,用来表征信息。参量状态空间由调制方式决定。通信接收端接收到的信号同样可由公式(1)表示。与感知检测相反, $\alpha(t)$ 对于接收端已知(例如当采用信道估计时,信道估计其实就是上述无线感知过程),而 $x(A(t), f(t), \varphi(t))$ 是不确定的。检测算法(即解调算法)可从调制状态空间中求解 $x(t)$ 中的参量值。

由以上分析可知,无线感知与无线通信本质上都是信号参数估计。但前者的目标状态空间远大于后者的调制状态空间。因此,前者通常需要多符号累积检测,后者仅需要单符号检测即可。前者大带宽用来提升精度,后者大带宽用来提升速率。

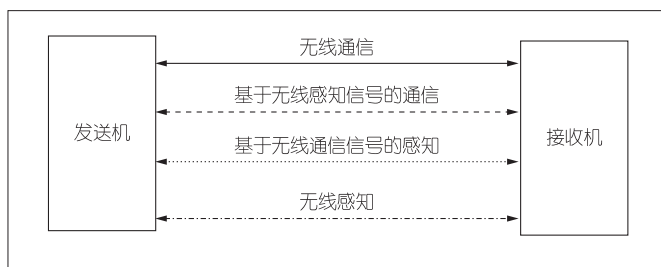
2.2 通感一体化思路

本节重点从无线信号格式角度讨论一体化设计。通感一体化信号包括无线通信信号、无线感知信号、通感一体化信号3种。由2.1节可知,当无线感知接收端已知部分无线通信信号参数,并可以基于通信信号实现部分感知功能时,接收端可直接复用通信信号,不对通信信号做特别修改,仅需增加接收检测算法设计。这就是基于无线通信信号的感知,例如基于WiFi信号和蜂窝信号的目标检测、天气状态检测等。由于通信信号的非平稳特性,感知性能会受限。

当通信接收端已知无线感知信号参数时,系统亦可借助

感知信号实现通信功能,这被称为基于无线感知信号的通信。它的基本原理是由信源端对感知信号进行人工调控,使 $\alpha(t)$ 携带通信信息。人工调控感知信号方式包括超表面编码、动作编码、几何形状编码等,从而将无线感知的能力复用为通信能力。

一体化信号是指通信信号与感知信号以正交或非正交方式复用在同一频段,从而同时具有感知与通信功能。这是当前网络通感一体化技术的研究重点。这里,一体化信号由通感一体化发送机发送,但通信接收机与感知接收机可以根据业务场景进行分离设置。



▲图1 无线信号的4种功能类型

3 通感一体化技术的关键挑战

通感一体化在技术方案与原型设计等方面不断取得突破,但在基础理论、低复杂度方案与工程设计上仍面临挑战。

3.1 理论挑战

(1) 一体化性能增益边界。通感一体化最初的目标是提升频谱利用效率和硬件效率。对于基于感知信号的通信和基于通信信号的感知来说,这两类效率增益不证自明。但一体化信号目前还存在两大理论挑战:一是统一的一体化性能指标,二是一体化性能指标下的性能边界。研究一体化性能边界问题的一个目的是分析通信与感知性能之间的折中关系。这是因为在一体化信号设计中,通信与感知存在资源竞争关系。折中关系分析可以帮助我们在非正交复用信号和正交复用信号两种方案中做出合理的选择。

通信效率可以由频谱效率($\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$)或能效(bit/J)表征,但目前感知效率还没有统一定义。感知通常以分辨率和精度为性能度量单位,还没有与通信容量类似的感知容量定义。有部分学者提出了针对特定感知任务的容量定义,但不具备扩展性与普适性。

(2) 空间自由度。MIMO通信的空间自由度来源于多径信道,但多径信道对雷达感知来说,更多是杂波干扰。感知

的空间自由度来源于多个视线 (LoS) 分量, 可以通过实孔径或合成孔径获得, 但对 MIMO 通信来说, 难以提供自由度。因此, 一体化设备面临着空间自由度的两难问题。

3.2 技术挑战

(1) 一体化波形设计。不少学者提出了诸多解决方案, 例如融合 Chirp 信号的 OFDM 波形, 但具有回退功能的可工程化、可标准化的一体化波形还需要进一步攻关。

(2) 组网。传统雷达无组网功能, 没有协同机制, 相互之间的干扰全靠设备自身的抗干扰能力抑制。在进行网络通感一体化组网时, 我们可以考虑异频组网。然而, 同频组网还需要建立基站间的抗干扰协调机制。由于雷达的波束成形、波束跟踪和波束预测机制与大规模 MIMO 通信系统具有相似性, 因此协同波束成形和波束跟踪将是同时解决站内与站间干扰问题的首选方案。

3.3 工程设计挑战

传统移动通信设备是专用设备, 目前正在向通用开放设备形态发展。例如, 以雷达为代表的感知设备一直是专用设备。通信设备与感知设备对相关器件参数与性能要求不一致。通常情况下, 感知功能对设备和器件的参数与性能要求更为苛刻。这给通用化通信设备带来五大挑战: 一是器件精度, 尤其是模数转换 (ADC)/数模转换 (DAC) 的量化精度、锁相环精度、时钟精度, 要对标感知性能; 二是信号处理时延抖动、高稳定的器件带来的成本挑战; 三是快速傅里叶变换 (FFT) 点数与采样量化比特数存在感知精度与复杂度折中挑战; 四是接收机灵敏度挑战; 五是天线隔离度挑战, 这是因为当通感一体化发送机与感知接收机同位置部署时, 需要采用隔离方式减少通信感知间的干扰。

在进行实际工程设计时, 需要全面评估系统误差因素与非系统误差因素带来的影响。通过建立误差分析模型, 我们一方面开展给定通用通信设备架构下的感知精度边界评估, 确定方案适用场景; 另一方面开展给定感知精度指标下的设备器件参数与性能指标评估, 做好器件选型。

4 未来研究与建议

4.1 语义视角下的通感一体化

通感一体化的优势不仅在于可以提升频谱利用效率和硬件效率, 还在于可以提升信息处理效率。未来移动网络服务将以任务为中心。一个任务生命周期包含多轮感知、通信、计算与应用的迭代循环, 直到系统从初始状态达到目标状态

为止。此时, 通感一体化设计目标将是通过融合感知与通信环节, 有效降低任务整体信息处理量与处理时延。面向任务的感知信息通常是目标的特征信息, 我们可以称其为相对任务的语义信息。

语义通信是为了降低传输带宽需求而得到广泛关注的 6G 候选技术, 它将信源编码从符号编码升级为语义编码, 将信源语义理解的任务从接收端前置到了发送端, 从而可以降低带宽。这里, 语义是一种对信源信息表征的新方式, 是完成任务所需的最低信息量。目前语义通信的研究重点是从感知到的原始信源信息中提取语义特征, 然后编码传输。从这个角度来说, 既然不需要传输原始信息的非语义部分, 也就没有必要感知非语义的原始信息。而无线感知的本义恰恰就是对目标做语义信息的感知。可以预想, 在未来窄带视频语义通信中, 像素概念可能消失在发送端, 代替它的将是感知语义。例如, 在人脸通话场景中, 基于毫米波或太赫兹一体化信号设计的近距离感知方案, 可直接提取人脸表情、动作等语义特征并编码传输, 在接收端通过机器学习模型恢复人脸画像 (当然, 接收端需要具备人脸先验信息)。在自动驾驶、无人机编队、智能交互场景中, 通感一体化同样可以与语义通信相融合, 以提升面向任务的信息处理效率。

4.2 运营策略部署

(1) 关于频谱。通信频谱资源在业务量持续增长的态势下一直呈稀缺状态。在未来产业推进中, 我们应重点考虑 3 点: 一是积极部署基于无线通信信号的感知技术, 不竞争通信频谱资源。二是积极引入额外的感知频谱资源, 例如将 24 GHz 补充到 26 GHz, 与 77 GHz 通信雷达频谱合并, 然后进行一体化信号设计, 而不是仅在通信频谱资源上叠加感知功能。当然, 如果一体化设备具备完全的回退能力, 就可以考虑在低业务量时, 在通信频谱资源上生成感知功能。三是容许移动终端在不干扰基站感知功能的前提下, 共享无线感知频谱进行本地感知。在终端较为密集的小区, 终端采用与基站相同频谱进行感知可能带来负面影响。

(2) 技术选型。虽然通感一体化信号仅有如 2.2 节介绍的 3 种形式, 但是根据感知收发机位置与数量的不同, 技术类型是多种的。从网络运营感知服务角度看, 基站配置通感一体化发送机, 并根据感知业务场景需求。在本站、他站或终端配置接收机, 是一种较为理想的技术路径。然而, 在他站和终端配置接收机, 对收发双方的时钟、频率与载波同步要求给系统设计带来挑战。

(3) 产品形态。规模化网络部署要求通感一体化设备应该具有通用性和高效性。理想情况下, 在不需要感知功能的

时候,感知资源(如硬件资源和频谱资源)可以完全释放给通信,反之亦然。这就要求产品形态具备完全的功能回退能力——除了用于部署感知专网的设备。

(4) 感知专网。像无缝覆盖的通信网那样部署无缝覆盖的感知网络可能不太现实,况且目前也没有明确的场景需求。因此,在未来商用化过程中,我们可以分阶段、分区域、分场景建设感知专网,例如针对空管区域、交通要道、园区出入口、车间等场景,可建设具有最低通信功能的感知专网。

(5) 感知功能管理实体。感知将是6G的内生功能与业务能力,因此需要在核心网定义感知功能管理实体单元、不同感知业务的服务质量(QoS)和面向语义的体验质量(QoE),以接收感知业务请求,按照检测、定位、跟踪、识别、成像等不同感知业务类型,进行业务感知、功能编排感知和资源调度感知。相关功能、接口与流程的标准化将是下一步工作重点。

5 结束语

无论是为了提升频谱利用效率、硬件效率还是信息处理效率,通感一体化都是必然趋势。考虑到日益增长的信息处理需求,一方面可以在现有通信频谱中引入感知功能,同时还要积极引入额外感知频谱,与通信频谱进行一体化设计;另一方面应重点设计具有完全功能回退的通用一体化设备,并进行规模部署,制定专用感知方案,实现垂直行业应用。

我们相信,在5G增强版和后续6G系统中开展通感一体化标准化工作,必将推动通信产业与雷达产业的融合发展,实现信息产业和关联行业的升级。

参考文献

- [1] AKAN O B, ARIK M. Internet of radars: sensing versus sending with joint radar-communications [J]. IEEE communications magazine, 2020, 58(9): 13-19. DOI: 10.1109/MCOM.001.1900550
- [2] MEALEY R M. A method for calculating error probabilities in a radar communication system [J]. IEEE transactions on space electronics and telemetry, 1963, 9(2): 37-42. DOI: 10.1109/TSET.1963.4337601
- [3] ROBERTON M, BROWN E R. Integrated radar and communications based on chirped spread-spectrum techniques [C]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. IEEE, 2003: 611-614. DOI: 10.1109/MWSYM.2003.1211013
- [4] LIU F, CUI Y H, MASOUIROS C, et al. Integrated sensing and communications: toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2022, 40(6): 1728-1767. DOI: 10.1109/JSAC.2022.3156632
- [5] IMT-2030(6G)推进组. 通信感知一体化技术研究报告[R]. 2021

作者简介



潘成康, 中国移动研究院技术经理; 主要从事5G应用技术、6G感知通信计算一体化和6G通信量子加速研究工作; 发表论文30余篇, 拥有专利20余项。

Chiplet 关键技术与挑战



Key Technologies and Challenges of Chiplet

李乐琪/LI Leqi, 刘新阳/LIU Xinyang, 庞健/PANG Jian

(深圳市中兴微电子有限公司, 中国 深圳 518081)
(Sanechips Technology Co., Ltd., Shenzhen 518081, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205011

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221020.1431.002.html>

网络出版日期: 2022-10-21

收稿日期: 2022-08-26

摘要: 半导体产业正在进入后摩尔时代, Chiplet 应运而生。介绍了 Chiplet 技术现状与接口标准, 阐述了应用于 Chiplet 的先进封装种类: 多芯片模块 (MCM) 封装、2.5D 封装和 3D 封装, 并从技术特征、应用场景等方面介绍了这些封装技术的进展。提出了未来发展 Chiplet 的重要性和迫切性, 认为应注重生态建设, 早日建立基于 Chiplet 的技术标准。

关键词: Chiplet; 2.5D 封装; 3D 封装; 先进封装

Abstract: The semiconductor industry is entering the post-Moore era, and Chiplet emerges as the times require. The current status, interface standards of Chiplet technology, and the advanced packaging types applied to Chiplet are introduced, including multichip module (MCM), 2.5D package, and 3D package. The progress of these packaging technologies is discussed from their respective characteristics, application scenarios, etc. The importance and urgency of developing Chiplet in the future are put forward. It is believed that ecological construction should be paid attention to and technical standards based on Chiplet should be established as soon as possible.

Keywords: Chiplet; 2.5D package; 3D package; advanced package

近年来, 半导体工艺水平的不断提升使芯片性能得到显著增强, 但是摩尔定律正在逐渐逼近物理极限。同时, 随着中央处理器 (CPU)、图形处理器 (GPU)、现场可编程门阵列 (FPGA) 等高性能运算 (HPC) 芯片性能的持续提升, 人工智能 (AI)、车联网、5G 等应用相继兴起^[1-4], 各类应用场景对高带宽、高算力、低延时、低功耗的需求愈发强烈。为解决这一问题, “后摩尔时代”下的异构集成芯片技术——Chiplet 应运而生。2015 年 Marvell 创始人周秀文博士在 2015 年国际固态电路会议 (ISSCC) 上提出模块化芯片概念。这是 Chiplet 最早的雏形。Chiplet 将芯片性能与芯片工艺解耦, 同时 2.5D、3D 等封装技术如雨后春笋般出现。2.5D、3D 封装技术提供更高的互连密度, 可以集成更多芯片模块, 有助于提升芯片效能, 降低系统功耗。这也是 HPC 芯片开发人员采用 2.5D、3D 封装技术的原因。

1 Chiplet 技术现状与挑战

Chiplet 技术是一种利用先进封装方法将不同工艺/功能的芯片进行异质集成的技术。这种技术设计的核心思想是先分后合, 即先将单芯片中的功能块拆分出来, 再通过先进封装模块将其集成为大的单芯片。“分”可解决怎么把大规模芯片拆分好的问题, 其中架构设计是分的关键 (需要考虑访问频率、缓存一致性等); “合”是指将功能比较重要的部分合成

在一颗芯片上, 其中先进封装是合的关键 (需要考虑功耗、散热、成本等)。每款使用 Chiplet 技术的大芯片一定是分与合共同作用的产物。采用 Chiplet 技术通常有以下 4 个优势:

(1) 芯片可分解成特定模块。这可使单个芯片变得更小并可选择合适的工艺, 以提高工艺良率, 摆脱制造工艺的限制, 降低成本。

(2) Chiplet 小芯片可被视为固定模块, 并可在不同产品中进行复用, 具有较高的灵活性。这不仅可以加快芯片的迭代速度, 还能提高芯片的可扩展性。

(3) Chiplet 可以集成多核, 能够满足高效能运算处理器的需求。

(4) 相较于更先进的半导体工艺制程, Chiplet 的综合成本更低, 收益更高。

目前业内都在积极开展 Chiplet 的技术布局, 包括 Intel、AMD、Marvell 等知名公司。相关产业生态链也在逐步完善中。2022 年 3 月, Intel 牵头并联合 9 家公司 (高通、ARM、AMD、台积电、日月光、三星、微软、谷歌云、META) 制定了通用芯粒互连技术 (UCIe) 标准。该标准实现了互连接口标准的统一, 使不同芯片都可以通过统一的协议互连互通, 大幅改善了 Chiplet 技术生态。

在 2022 年的 ISSCC 会议上, AMD 详细解读了通过 3D 封装实现 3D V-Cache 的技术。AMD 应用台积电的小外形集成

电路 (SoIC) 技术, 将 V-Cache 放置在 CPU 计算内核 (CCD) 上。这块用于扩展 L3 Cache 的裸片 (Die) 不会覆盖 CPU 核。通常 CPU 核的上方会被放置一层硅片, 这样封装尺寸就不会发生变化, 热设计也能得到很好的满足。通过 3D V-Cache 的扩展, 每个 CCD 上的 8 个 CPU 核能共享的 L3 Cache 由原来的 32 MB 扩展到 96 MB。

Intel 在 2019 年发布了一款名为 Lakefield 的处理器。该处理器采用了 Chiplet 架构, 将 10 nm 制程的计算 Die 与 22 nm 的输入/输出 (I/O) Die 通过 Intel 的 Foveros 技术封装在一起。在 2022 年 ISSCC 会议上, Intel 又发布了一款采用 Chiplet 技术的芯片 Ponte Vecchio。该芯片拥有超过 1 000 亿个晶体管, 包含 5 类芯片, 并由 47 个 Chiplets 组成: 16 个 Xe-HPG 架构的计算芯片、8 个 Rambo Cache 芯片、2 个 Xe 基础芯片、11 个嵌入式多芯片互连桥 (EMIB) 连接芯片、2 个 Xe Link I/O 芯片和 8 个高带宽存储 (HBM) 芯片。这些 Chiplet 通过 Co-EMIB 封装在一起。

除了 Intel 与 AMD 等在大力发展 Chiplet 技术外, 中国芯片企业也在纷纷布局 Chiplet 技术。例如, 中兴通讯在某个高性能 CPU 项目中, 同样采用了 Chiplet 技术。Chiplet 技术主要包含高速接口技术、先进封装技术、标准协议和生态建设。高速接口技术就如同智慧大脑中的血管技术, 为数据的传输提供保障, 它的主要指标包括能效、带宽、时延。先进封装是 Chiplet 的基石, 它能使每个 Chiplet 小芯片连接在一起, 从而构成整个系统级的芯片。标准协议可确保每家的芯片都能组合到一起, 有利于互联网协议 (IP) 的重复使用。生态建设决定了 Chiplet 技术的推广和应用, 它需要上下游各方的共同努力, 以便实现良性可持续发展。然而, 目前多芯片模块 (MCM) 的性能、成本和成熟度仍面临巨大挑战。例如, MCM 芯片热流密度会逐渐增大, 芯片内热阻较大, 热点 (Hotspot) 现象呈现三维分布趋势。导热界面材料 (TIM) 材料和散热盖 (Lid) 材料的热阻以及均温性均是影响封装散热的关键因素。对此, 业界常常采用金属 TIM 或石墨烯 TIM 材料、真空腔均热板散热盖 (VC Lid) 和金刚石键合等工艺, 但这种方法面临的封装工艺挑战较大, 会存在鼓包、翘曲、轻微气泡等问题。虽然芯片级液冷是未来解决大功率芯片散热的最佳途径, 但刻蚀工艺复杂, 可靠性要求非常高, 该技术目前还处于原理样机的研究阶段。

2 Chiplet 接口标准

2.1 SerDes 串行互连技术

SerDes 串行互连技术采用差分信号传输方式实现了数据

的高速传输, 具有功耗低、抗干扰强、速度快的优点。根据发射端与接收端之间的距离, 互连的 SerDes 技术可细分为长距 (LR) SerDes、中距 (MR) SerDes、短距 (VSR) SerDes、极短 (XSR) SerDes 和超短距 (USR) SerDes。其中, LR/MR/VSR SerDes 的相关技术已经较为成熟, 应用比较广泛, 封装成本也较低, 但缺点是功耗和信号的延迟比较大。XSR 的光网络论坛-通用电气接口规范 (OIF-CEI 4.0) 是专门针对 Die 之间互连的, 并向着 100 Gbit/s 的方向发展。相较于 LR Serdes, XSR Serdes 具有功耗低、面积小、通信协议灵活的特点。USR SerDes 通过信号增强可进一步降低 SerDes 的功耗。封装产品可以根据不同项目产品的需求选择合适的 SerDes 类型, 以实现成本与带宽的平衡。

2.2 并行互连技术分析

在串行互连的基础上, 各大公司技术联盟提出了基于并行数据传输的物理层互连技术。其中, 具有代表性的是 UCIe。UCIe 是 Intel 主推的一个开放的、多协议兼容的、可满足不同客户对定制封装内多 Die 互连需求的技术标准。UCIe 可同时支持 2.5D、3D 封装技术, 例如 MCM、晶圆级封装 (CoWoS)、EMIB 等。

UCIe 1.0 使用成熟的高速串行计算机扩展总线标准 (PCIe) 和计算机互连标准 (CXL) 作为低功耗的裸片到裸片 (D2D) 互连物理层 (PHY), 可兼容多个协议, 包括 PCIe、CXL 和 Raw Mode。同时 UCIe 支持 UCIe Retimer。这样 UCIe 就能够把互连的结构延伸到封装外。UCIe Retimer 一端采用 UCIe 协议, 另外一端采用 CXL 协议, 这样可实现从封装内互连到封装外互连的巧妙转换。综合来看, 这套标准可以使不同制造商的小芯片实现互通, 即允许不同厂商的芯片进行混搭。不同于之前的业界并口标准, UCIe 是一套完整的全栈协议, 具有互操作性, 并与现有的行业标准兼容, 同时未来还将支持 3D 封装。此外, 由于协议制定单位均为业界龙头公司 (涵盖制造、设计、应用等领域), UCIe 在未来极有可能成为行业统一的标准。Intel 推出该标准的目的在于建立以 CPU 为中心的生态链。此外, NVIDIA 于 2022 年 8 月宣布加入 UCIe 组织。Intel 曾表示, 未来至关重要的是一个开放的小芯片生态系统。对此, 主要行业合作伙伴应共同努力, 改变行业交付新产品的方式, 以实现摩尔定律设定的共同目标。

中兴通讯于 2021 年开始布局 Chiplet 互连互通标准, 并于 2022 年 6 月向中国半导体器件标准化技术委员会半导体集成电路分会 (TC78SC2) 提交了标准提案。虽然 Chiplet 受到了业界同行的广泛关注, 但是该标准还未在国际标准组织中

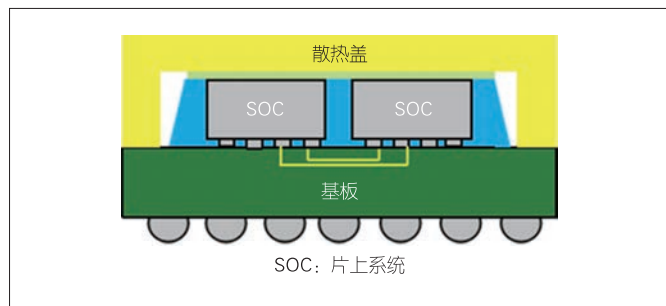
正式立项。鉴于 UCIe 的强大性，如果在流协议（各厂家可定义）的上层增加一层协议，系统就无须再使用 PCIe/CXL 协议。这有助于推动中国 Chiplet 的互连互通。

3 Chiplet 中的先进封装技术

Chiplet 技术发展的基础是先进封装。要将多颗芯片高效地整合起来，必须采用先进封装技术。在芯片尺寸不断增大、架构变得复杂的情况下，封装结构由原先的二维发展至三维。按封装介质材料和封装工艺划分，Chiplet 的实现方式主要包括以下几种：MCM、2.5D 封装、3D 封装。比如，台积电的 2.5D 先进封装技术 CoWoS、InFO_oS 已经被广泛应用。新的封装形式和结构还在不断演进。诸如 SoIC 的 3D 封装技术将在 2023 年得到广泛应用。

3.1 MCM 封装

MCM 封装是指通过引线键合、倒装芯片技术在有机基板上进行高密度连接的封装技术。图 1 为 MCM 封装的侧视图。引线键合与框架封装一般用于 I/O 数目较少、对信号速率要求较低的情况，而倒装芯片技术可以支持更高的信号速率、更短的信号传输路径。凸块技术用于完成芯片与有机基板的键合，可将多颗不同功能的芯片封装在同一个有机基板上。基板上金属线的互连使芯片与芯片之间的电气进行互连。相对于硅工艺的互连衬底，封装有机基板工艺成熟，在材料和生产成本上有巨大优势。MCM 封装能够满足 Chiplet 芯片需求，封装尺寸可以达到 110 mm × 110 mm。但受限于基板加工工艺能力，目前封装基板上的走线宽度/间距一般为 9 μm/12 μm。为保证铜走线的工艺控制，在设计时信号走线的线宽大多在 12 μm 以上，布线密度比 2.5D 封装低。



▲图1 多芯片封装侧视图

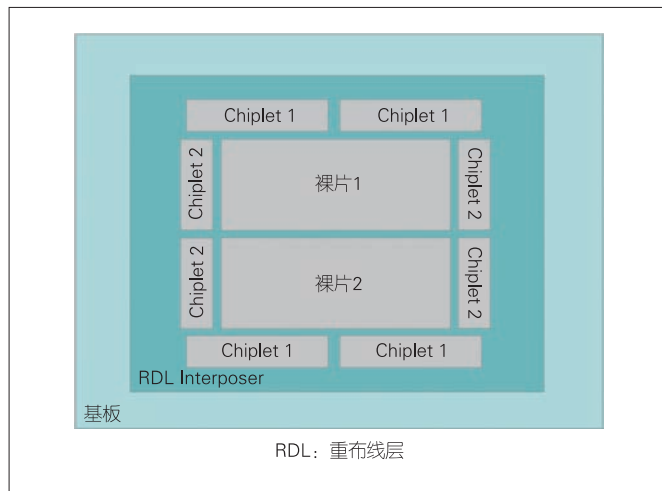
3.2 2.5D 封装

2.5D 封装是指在 Chiplet 芯片之间通过中介层（转接板）进行高密度 I/O 互连的封装，其特点是多 Die 集成和高密度

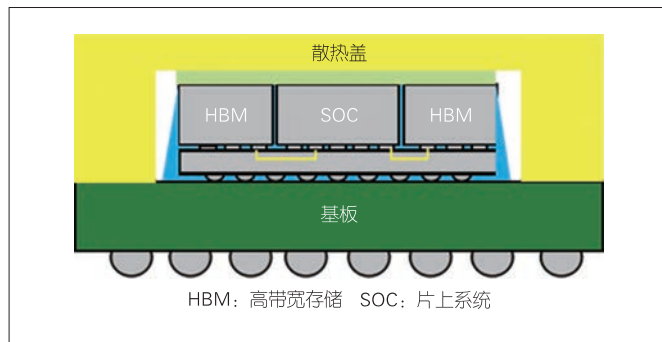
性。根据目前的工艺水平，2.5D 封装又主要分为重布线层（RDL）Interposer 和 Si Interposer。

3.2.1 RDL Interposer

RDL Interposer 封装能够通过 RDL 在晶圆级上使多个芯片完成电性连接。相较于 MCM 封装，RDL Interposer 封装技术可以将芯片与芯片之间的距离变得更小，使信号走线宽度和间距大幅度降低，从而提高单位面积的信号密度。目前信号线宽/线距最小可以为 2 μm/2 μm。由于芯片与芯片的间距可以做到 60~100 μm 内，所以 D2D 信号互连距离可以控制在 5 mm 以内。相对于 Si Interposer，2.5D RDL Interposer 省掉了硅通孔（TSV）工艺，具备更低的热阻和更好的机械特性。RDL 介质层采用的是高分子材料，其热膨胀系数和基板类似，因此可以减少对 Die 的机械应力。图 2 和图 3 分别为 2.5D（RDL Interposer）Chiplet 芯片封装正视图 and 侧视图。另外，RDL Interposer 中金属铜的厚度可以做得更大，金属铜的电阻率也可以做到更低，这有助于降低 RDL 走线的损耗。



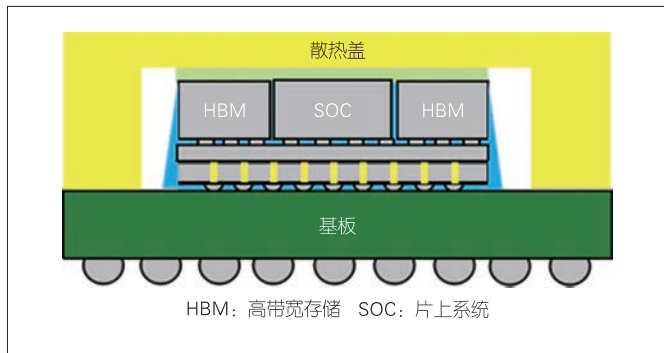
▲图2 2.5D（RDL Interposer）Chiplet 芯片封装正视图



▲图3 2.5D（RDL Interposer）Chiplet 芯片封装侧视图

3.2.2 Si Interposer

Si Interposer 技术是基于硅工艺的传统 2.5D 封装技术。该技术在基板和裸片之间放置了额外的硅层，可以实现裸片间的互连通信。中介层则是在硅衬底上通过等离子刻蚀等技术制作的带 TSV 通孔的硅基板。在硅基板的正面和背面制作 RDL 可为 TSV 和硅衬底上集成的芯片提供互连基础。在硅基板上通过微凸点 (ubump) 和 C4 凸点 (C4 bump) 可最终实现芯片和转接板、转接板与封装基板的电性能互连。图 4 为 2.5D (Si Interposer) Chiplet 芯片封装侧视图。目前 Si Interposer 的信号线宽/线距最小可以做到 $0.4\ \mu\text{m}/0.4\ \mu\text{m}$ 。相对于 RDL Interposer 来说，Si Interposer 的信号布线密度进一步提高，可以实现更高的 I/O 密度以及更低的传输延迟和功耗。然而与有机基板及 RDL Interposer 相比，Si Interposer 的成本更高。目前中兴通讯已有采用 Si Interposer 封装技术的网络交换芯片产品。该产品搭载 HBM 颗粒，可实现更优异的产品性能。



▲图4 2.5D (Si Interposer) Chiplet芯片封装侧视图

3.3 3D 封装

3D 封装是指在 2.5D 封装技术的基础上为了进一步压缩 bump 密度，直接在晶圆上通过硅穿孔实现连接的一种封装技术。目前 3D 封装主要采用 Wafer on Wafer、Chip on Wafer 的混合键合技术。该方法能够实现的最小键合距离为 $9\ \mu\text{m}$ 。由于芯片本身取消了凸点，集成堆叠的厚度变得更薄，因此芯片厚度可以薄至 $20\sim 30\ \mu\text{m}$ 。这减少了芯片信号的寄生效应，提高了系统性能。表 1 列出了几种 Chiplet 封装形式的主要性能参数。可以看出，3D 封装是集成密度最高的。此外，三维集成电路 (3DIC) 也为 Chiplet 提供了极大的灵活性。设计人员可在新的产品形态中“混搭”不同的技术专利模块与各种存储芯片及 I/O 配置。这使得产品能够分解成更小的“芯片组合”。其中，I/O、静态随机存取存储器 (SRAM) 和电源传输电路可以集成在基础晶片上，而高性能逻辑“芯片

组合”则堆叠在顶部。此外，可以在 CPU 之上堆叠各类小型的 I/O 控制芯片，从而制造出兼备计算与 I/O 功能的产品；也可以将芯片组与各种 Type-C、蓝牙、WiFi 等控制芯片堆叠在一起，制造出超高整合度的控制芯片。

▼表1 几种 Chiplet 封装形式的性能对比

性能参数	MCM	RDL Inter - poser	Si Inter - poser	3D 封装
集成密度	低	较高	较高	高
布线密度($\mu\text{m}/\mu\text{m}$)	12/12	2/2	0.4/0.4	0.4/0.4
bump 密度/ μm	90	45	30	9
设计复杂度	低	中	较高	高
信号传输长度/mm	<10	<5	<5	<0.03
成本	低	中	较高	高
供应商	封测厂	晶圆厂/封测厂	晶圆厂	晶圆厂

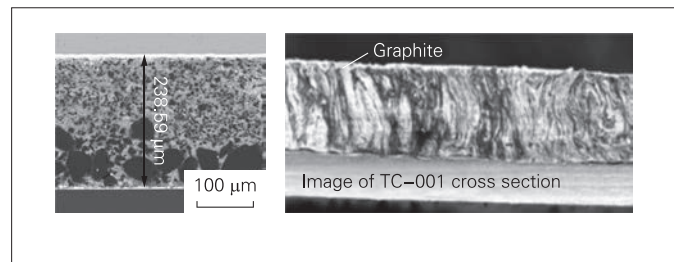
MCM: 多芯片模块

RDL: 重布线层

3.4 散热解决方案

3.4.1 2D/2.5D 方案

2D/2.5D 封装方案在散热方面遇到的瓶颈问题是整体功耗较大。对此，业界通常采用 Metal TIM 或是石墨烯类的 TIM 材料，如图 5 所示。这类材料具有较高的导热系数（分别达到 $80\ \text{W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ 和 $20\ \text{W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ ），不仅能有效降低 TIM 自身的材料热阻，还能降低 Die 内的温差。



▲图5 Indium TIM材料(左)和石墨烯类TIM材料(右)

此外，有关 Lid 优化的研究也有很多，例如金刚石铜复合 Lid、金刚石银复合 Lid 和 VC Lid。从应用前景来看，金刚石铜复合 Lid 和金刚石复合 Lid 带来的收益比较有限，且表面工艺问题难以解决，与 TIM 材料的兼容性较差。由于 Vapor 相变层快速转换热量，导热率明显提升（约为铜 Lid 的 4 倍），因此 VC Lid 具有不错的应用前景。然而，VC Lid 也存在一些封装工艺问题，例如鼓包、翘曲等。

3.4.2 3D 方案

对于 3D 封装结构，为了解决 Die 堆叠中功率密度叠加

的问题, AMD采用键合一层结构硅(Dummy die)的方法。这不仅能起到均温作用, 还可解决因公差引起的应力问题。此外, Intel也采用相似的方案。Dummy die的材料包括Si和其他材料。近年来已有研究证明, 在GaN或是SiC衬底芯片上键合一层金刚石, 可以解决因高功率密度引起的过大温差分布问题。如果Dummy die选择导热率更为优良的金金刚石, 那么效果会更加明显。

除了TIM材料、系统散热技术外, 3D封装芯片散热方案还考虑了内部热源问题。目前芯片级液冷技术是解决这一问题的最佳方法。美国国防先期研究计划局(DARPA)早在2012年便启动了芯片内/芯片间的增强冷却(ICECool)^[5]项目。在该项目中, 佐治亚理工学院基于倒装芯片架构, 采用蚀刻工艺探究了芯片级液冷方案, 改善了2.5D、3D芯片架构热耦合的效果^[6]。洛桑联邦理工学院(EPFL)在2020年发表在《Nature》杂志上的文章显示, 流型通道(MCC)方案散热能力为1 723 W/cm²@60℃^[7]。

3.5 电热力耦合问题

先进封装和系统集成技术不断演变, 不仅提高了电性能, 还实现了多样化集成, 包括通过异质集成方法实现的具有多种形式的微系统。然而, 相应的复杂度和可靠性问题却变成一个更为严峻的挑战。目前2.5D、3D芯片的主要应用场景包括人工智能、网络通信、高性能计算等, 其功耗通常较高。因此, 如何保证电源完整性和大电流下的散热能力至关重要。另外, 复杂的封装结构通常会包含力学特性差异较大的不同材料结构, 在焦耳热和封装工艺下均会带来较高的热应力风险。因此, 在基于Chiplet技术的应用过程中, 由高功率电磁脉冲、芯片自热耗散等引起的电、热、应力等多物理效应十分突出。这需要人们探索相关仿真技术和研究方法, 以便为优化设计提供指导。

基于先进集成封装技术的多物理效应主要由电流连续性方程、热传导方程和弹性力学方程组等描述。焦耳热和功率耗散等因素会引起温度升高, 产生热变形和热应力。变形会导致仿真模型网格发生变化, 反过来会影响电场和温度分布。另外, 温度的改变还会引起材料属性发生变化, 导致电场、温度场、应力场发生变化。

目前芯片功耗越来越大, 球栅阵列(BGA)/栅格阵列(LGA)的通流能力也在不断提升。由此引发的系统自发热问题不仅会影响芯片的结温, 还会对自身端子温度产生较大影响, 进而会对系统可靠性造成干扰。BGA/LGA通流仿真涉及电流、热的协同仿真。由于BGA/LGA管脚数量较多, 所需的网格量较大, 并且端子较为复杂, 异型结构仿真需要

先做等效简化(简化成圆柱体), 然后再做整体的电热联合仿真。

集成封装的结构和材料特性十分复杂, 几何尺度跨度大, 多场耦合联动效应更为复杂, 因此精确多场表征的难度较大。目前市面上有多款可用于分析多物理场耦合的商业软件, 其中比较常用的有ANSYS和COMSOL。它们都是基于有限元方法进行多物理场仿真分析的。传统的仿真工具受限于计算机资源, 无法处理全芯片模型, 通常都会进行简化或利用等效模型来处理。因此, 人们需要研究针对三维集成封装中多物理问题的高性能仿真算法。随着Chiplet技术的不断发展, 多学科交互与协作将趋于日常化。因此, 如何通过各学科人员的紧密合作对多物理场耦合现象进行更为精确的分析, 将是业界共同努力的方向。

3.6 CPU Chiplet封装实践

在后摩尔定律时代, 由制程工艺提升带来的性能受益已经十分有限。受到缩放比例定律的约束, 芯片功耗急剧上升, 晶体管成本不降反升, 单核的性能已经趋近极限, 多核架构的性能提升速度亦在放缓。如何在先进制程之外探索一条CPU性能提升的线路, 以覆盖各种高性能计算的场景, 已成为各大芯片厂商关注的问题。随着云服务、人工智能、元宇宙时代的来临, 下游算力需求呈现多样化及碎片化, 而通用处理器不能满足相应需求。因此, CPU也需要不断发展与演进。这具体包括以下几个方面。

(1) 芯片定制化: 针对不同的场景特点设计具有不同功能的芯片。

(2) 架构优化: 架构的优化能够最大程度地提升处理器性能。

(3) 异构与集成: 似乎是延续摩尔定律的最佳实现路径。例如, 苹果M1 Ultra芯片利用逐步成熟的3D封装、片间互连等技术, 使多芯片有效集成。

在CPU中可以采用2.5D先进封装形式, 利用高速并行D2D互连接口将两个芯片通过InFO集成到一起, 以构成超大规模的芯片系统。利用多层RDL的InFO结构, 结合小尺寸的凸点间距, 并采取2 μm/2 μm的线宽/线间距, 可实现更高密度的带宽。

4 总结与展望

基于Chiplet的异构集成芯片技术代表了“后摩尔时代”复杂芯片设计的研制方向。Chiplet这种将芯片性能与工艺制程相对解耦的技术为中国集成电路技术的发展开辟了一个新的发展路径。该技术借助现有成熟工艺来提升复杂芯片的性

能。作为一种新兴技术，当前 Chiplet 正处于发展阶段。相关大量关键技术尚未形成标准。中国学术界和产业界应抓住机会，在技术研发和标准制定方面加大投入，尽快掌握核心技术。此外，芯片行业参与者需要避免单打独斗，应注重生态建设，早日建立业界接受的基于 Chiplet 的异构集成技术标准，以便在未来国际竞争中占据一席之地。

致谢

本研究得到中兴通讯股份有限公司谢业磊高级工程师、严斌高级工程师、孟福生高级工程师、谭晓东高级工程师、陈桂显高级工程师的帮助，谨致谢意！

参考文献

- [1] 刘新阳. 5G 半导体产业发展和创新趋势思考 [J]. 中兴通讯技术, 2021, 27(4): 51-51. DOI: 10.12142/ZTETJ.202104010
- [2] SATO K, ZHANG X B. Semiconductor optical amplifier and gain chip used in wavelength tunable lasers [J]. ZTE Communications, 2021, 19(3): 81-87. DOI: 10.12142/ZTECOM.202103010
- [3] 蔡济帆, 徐增煜, 迟楠. 可见光通信星座整形与人工智能解调技术 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 28(4): 19-24. DOI: 10.12142/ZTETJ.202204005
- [4] ZHANG C C, ZHANG N, CAO W, et al. AI-based optimization of handover strategy in non-terrestrial networks [J]. ZTE Communications, 2021, 19(4): 98-104. DOI: 10.12142/ZTECOM.202104011
- [5] BAR-COHEN A, MAURER J J, FELBINGER J G. DARPA's intra /interchip enhanced cooling (ICECool) program [C]//2013 CS MANTECH Conference. IEEE, 2013: 201-206
- [6] BAR-COHEN A, MAURER J J, HAMILTON B A. DARPA's intrachip enhanced cooling program (ICECool): embedded cooling for RF and digital electronics [C]//2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. IEEE, 2015: 61-70
- [7] ERP V R, SOLEIMANZADEH R, NELA L, et al. Co-designing electronics

with microfluidics for more sustainable cooling [J]. Nature, 2020, 585: 211-216

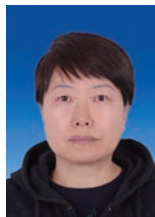
作者简介



李乐琪，深圳市中兴微电子有限公司封测工程部封装设计工程师；主要从事 2.5D、3D 先进封装的封装方案评估及封装设计工作，参与并支持了多个预研项目及产品项目的设计与交付。



刘新阳，深圳市中兴微电子有限公司副总经理，在中国通信学会集成电路专委会、中国半导体行业协会、集成电路产业技术创新战略联盟等多个行业协会中担任委员或理事会理事；主管战略规划、技术规划、品牌和政府公共关系，拥有 24 年的 IC 设计行业从业经验，主持了多个重大产品的研发项目并完成批量商用交付。



庞健，深圳市中兴微电子有限公司封测工程部封装设计总负责人，主要负责封装技术规划和封装技术预研，拥有 20 余年项目开发经验，主持了多个商用产品的交付项目。

区块链赋能的6G频谱共享技术



Blockchain Empowered Dynamic Spectrum Sharing for 6G

李祖广/LI Zuguang, 陈科/CHEN Ke,
王威/WANG Wei, 吴启晖/WU Qihui

(南京航空航天大学电磁频谱空间认知动态系统工业和信息化部重点实验室, 中国 南京 211106)
(Key Laboratory of Dynamic Cognitive System of Electromagnetic Spectrum Space, Ministry of Industry and Information Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205012

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20221013.1454.012.html>

网络出版日期: 2022-10-14

收稿日期: 2022-08-20

摘要: 6G无线网络将呈现资源协同化趋势, 全频谱统一接入无蜂窝技术已成为6G的关键技术之一。然而密集部署的无蜂窝基站在频谱共享时将产生严重的干扰。针对这一问题, 提出了一种基于联盟链的多基站协同功率控制方法。各基站共同组成一个联盟链网络, 并基于区块链共识机制实现基站间功率协调控制, 以降低因频谱共用而产生的干扰。以最大化系统的总吞吐量为目标, 优化各基站的发射功率, 并提出了一种等效变换方法以求解该非凸问题。仿真结果表明, 所提算法相较于最大功率分配和正交频分复用策略能显著减少基站的发射功率开销, 提升系统吞吐量。

关键词: 6G; 频谱共享; 协同功率控制; 联盟链

Abstract: 6G wireless networks will develop towards resource coordination, and unified access to the whole spectrum without cellular technology has become one of the key technologies of 6G. However, densely deployed base stations cause serious interference when they share spectrum resources. To solve this problem, a consortium blockchain based cooperative power control method for multiple small cell base stations is proposed. To reduce the interference due to spectrum sharing, base stations jointly form a consortium blockchain network, and achieve cooperative power control based on the consensus mechanism. Aiming at maximizing the total system throughput, the transmit power of each base station is optimized, and an equivalent transformation method is proposed to solve the non-convex problem. The simulation results show that compared with the maximum power allocation and orthogonal frequency division multiplexing strategies, our proposed algorithm can significantly reduce the whole power overhead of base stations and improve the system throughput in different scenarios.

Keywords: 6G; spectrum sharing; cooperative power control; consortium blockchain

IMT-2030 (6G) 推进组在《6G总体愿景与潜在关键技术白皮书》^[1]中指出, 6G将构建人机物智慧互联、智能体高效互通的新型网络, 实现空天地一体化的全球无缝覆盖。为支持这些应用, 6G必须实现以下性能指标: 50倍于5G的超高峰值速率 (1 Tbit/s)、10倍于5G的超大用户体验速率 (1 Gbit/s)、超低时延 (0.1 ms)、超高频谱利用率等。可以看出, 6G相较于5G需进一步提升系统容量和频谱利用率^[2]。然而, 当前频谱资源面临着两方面的矛盾: 一方面, 在当前无线通信业务增速快、基数大的背景下, 最适合无线通信的6 GHz以下的黄金频谱资源几乎分配殆尽^[3]; 另一方面, 现有的静态频谱分配及频谱独占方式导致频谱资源利用率普遍

较低^[4]。尽管6G计划引入太赫兹、可见光等更高频段的频谱, 但中低频段的频谱凭借路径损耗小、覆盖半径大、部署成本低等优势, 成为未来移动网络发展的重要资源。

3G、4G、5G主要采用多天线技术及密集组网的方法提高频谱效率。然而, 传统蜂窝架构增大天线规模遇到的物理实现问题和小区分裂遇到的干扰问题, 使得未来移动网络系统的频谱效率并不能持续性提升^[5]。作为6G的关键技术之一, 无蜂窝组网通过小区间多个基站的协作, 允许多个小区共享相同的时频资源, 进而大幅提升网络容量。无蜂窝系统可采用集中式架构和分布式架构。集中式架构将多个基带信号汇聚到中心化的资源池中进行联合处理, 但由于资源池的信号处理能力存在的瓶颈问题, 很难实现“无蜂窝”规模的无限扩大^[6]。此外, 集中式架构易发生单点故障, 从而导致整个系统的协作进程停滞。分布式架构虽能有效解决上述问题, 但也面临相互信任、身份认证、隐私安全等方面的

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2020YFB1005900); 国家自然科学基金 (62001220); 江苏省自然科学基金 (BK20200440); 江苏省未来网络创新基金 (FNSRFP-2021-YB-03)

问题。

区块链技术凭借区块奖励机制、历史记录防篡改、可追溯、用户隐私保护、分布式数据存储等性质,可以解决当前动态频谱共享中存在的共享动机不强、违规行为取证难、隐私安全性差的问题^[7-9]。区块链利用密码学原理和签名算法,在不需要参与者提供任何隐私信息的情况下,也可有效验证其身份;通过多方共同维护的分布式账本,使频谱资源所有权、使用权和交易信息可永久记录于链上,从而有效协助追责和维护交易双方权益;利用共识机制,可协助多方就某一策略达成共识,以实现各层级的协同合作。此外,链上部署的智能合约可自动执行频谱分配策略,从而保障频谱共享过程的公平性。与传统集中式数据库的方式相比,基于区块链的动态频谱共享在安全、效率方面具有巨大的潜力。在2018年世界移动通信大会(MWC)^[10]上,美国联邦通信委员会(FCC)认为基于区块链的动态频谱共享是6G的核心技术之一。

近年来,有不少学者对基于区块链的频谱共享进行了探索,并对区块链技术应用于6G无线网络的可行性进行了充分论证。文献[11]提出了一种双层区块链结构的频谱接入系统,该系统由区域链和全局链组成。其中,区域链主要服务于某一特定区域的频谱接入,全局链主要为服务器和监管节点在全域范围内提供服务。类似地,为降低系统复杂度和时延,文献[12]提出了一种基于区块链的动态资源共享模型,该模型同样由区域链和全局链组成。其中,区域链为公有链,由某一区域局部移动设备和一个基站组成;全局链为私有链,由该区域所有基站或其他网络实体组成。全局链上的节点定时同步区域链上的数据。文献[13]将区块链作为一个频谱分配平台,次用户可在该平台上购买主用户的空闲频谱。结合环签名算法,作者提出了一种隐私保护机制,以保证节点上传数据时的隐私安全。文献[14]提出了一种基于区块链的逆向拍卖机制,以用于无线网络中的动态频谱共享。其中,公有链用于记录用户提交的服务请求,私有链用于运营商和其他参与者共享频谱资源。

公有链(如比特币^[15]、以太坊^[16])主要通过工作证明(PoW)或股权证明(PoS)验证交易,但PoW和PoS等共识算法需要消耗大量电力和算力,甚至节点与节点之间可能演变成“算力竞赛”。联盟链相较于公有链仅允许授权用户加入,其共识算法主要为实用拜占庭容错算法(PBFT)、Kafka、Raft等,其共识过程通过节点对消息的审核和确认来实现,减少了算力开销。文献[17]提出了一种基于联盟链的物联网频谱共享架构,指出航空航天设备、运营商、地面移动设备、频谱管理部门等可通过联盟链实现可信的身份验

证和有效的数据映射。文献[18]利用联盟链实现多运营商之间的频谱共享,认为频谱管理者作为链上的高级节点,可对普通节点和分布式账本进行监管;此外,作者还提出了一种基于智能合约的双重拍卖机制,以激励运营商共享频谱。文献[19]提出了一种基于联盟链的5G频谱共享模型,并模拟了多运营商内部与外部的频谱共享与管理。文献[20]提出了用于5G异构网络中的联盟链架构,以满足人对人(H2H)通信和机器对机器(M2M)通信共存的场景,其中H2H用户作为主用户,可通过联盟链将频谱资源共享给M2M用户使用。

为解决分布式无蜂窝架构中相互信任、身份认证和隐私安全的问题,实现多个基站的协作,本文提出了一种基于联盟链的多小区基站协同功率控制方法,使各小区基站共同组成一个联盟链网络,在链上进行信息共享和功率协调控制,以减少各基站之间的相互干扰;此外,还提出了一种基站协同功率控制算法,以最大化系统的吞吐量。

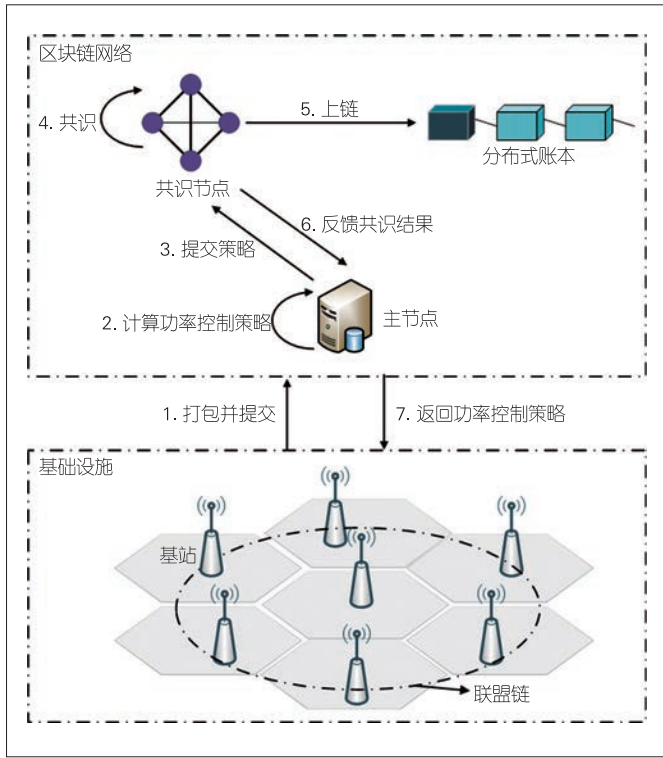
1 系统模型与流程描述

1.1 系统模型

如图1所示,假设在某一区域内共有 M 个基站,集合形式表示为 $\mathbf{M} = \{m|m = 1, \dots, M\}$,各基站共用同一中心频率和带宽的频谱。该区域共有 N 个用户,它们向所在小区的基站提交频谱接入申请,用户集合形式表示为 $\mathbf{N} = \{n|n = 1, \dots, N\}$ 。为便于分析,我们假设每个基站在时隙 T 内仅允许接入小区内的一个用户。为减少各小区基站因频谱共用而造成干扰,我们以各小区基站的发射功率为优化变量,使系统的吞吐量达到最大。该区域的所有基站共同组成一个联盟链网络。每个基站作为联盟链上的一个组织,在链上与其他基站进行信息共享并实现协同功率控制。

1.2 基站协同功率控制流程

在基于联盟链的多小区基站协同功率控制系统中,每个基站在申请成为联盟链上的一个组织前,必须首先获得证书颁发机构(CA)的认证。然后CA根据该组织角色为其生成数字身份证明。每个组织都拥有一对公私钥和相应的证书,以加密其共享的数据。在进行频谱接入时,每个用户可通过数字身份来展示自己的身份,联盟链上的成员服务管理员可验证每个用户数字身份的真实性和有效性。为减少通信开销,每次系统可选择一个主节点计算功率控制策略,即根据接入用户的地理位置、基站的地理位置和最大发射功率等,为基



▲图1 基于联盟链的多小区基站协同功率控制模型

站合理分配发射功率,以使系统的吞吐量达到最大。为激励主节点计算频谱分配任务,在完成任务后主节点可以获得各基站支付的相应报酬。为保证主节点选取的公平性和合理性,系统每次可通过信誉机制、算力等条件来选择合适的节点。

用户 n 将已签名的频谱接入请求 req_n 发送给临近的基站。这里 req_n 被定义为:

$$\text{req}_n = \{\text{id}_n, \text{sig}_n, \text{loc}_n, \text{dep}_n, \text{slot}_{no}\}, \quad (1)$$

其中, id_n 、 sig_n 和 loc_n 分别表示用户 n 的身份标识(ID)、数字签名和地理位置, dep_n 为用户 n 提交的押金, slot_{no} 为时间序号。

在每时间 slot_{no} 开始前,各基站收集和验证用户提交的频谱接入请求,就近选择一个用户为其提供频谱接入服务。各基站对提交的请求进行打包、签名后发送给被选中的主节点。基站提交的信息 MSG_m 被定义为:

$$\text{MSG}_m = \{\text{id}_m, \text{sig}_m, \text{loc}_m, \langle \text{req}_n \rangle_m, \text{slot}_{no}\}, \quad (2)$$

其中, $\langle \text{req}_n \rangle_m$ 为基站 m 选择接入用户的请求。主节点根据用户提交的 loc_n 和各基站的位置信息,计算最优的基站协同功率控制策略。在完成计算后,主节点将功率控制策略和基站提交的信息打包到一个区块,签名后将区块发送至共识节点。共识节点对功率控制策略进行评估和验证。该策略若获

得大部分共识节点认可,则被加入到分布式账本中;否则,该策略无效。在区块加入分布式账本后,系统将自动从用户提交的押金中扣除相应费用,并转入对应的基站钱包中。各基站也需要向主节点支付计算服务费用。各基站可通过查看账本获得最终的功率控制策略。基站或用户若违背频谱共享规则,则将被处罚一定金额的罚款。

2 基站协同功率控制算法

2.1 问题描述

为评估系统的吞吐量,我们以用户接入基站后下行链路的和速率作为评判依据。因各小区的基站共用同一频段,用户将受到来自附近其他小区基站的同频干扰。为此,接入基站 m 的用户下行链路的比特率 V_m 可定义为:

$$V_m = \log(1 + \text{SINR}_m), \quad (3)$$

其中, SINR_m 为接入基站 m 的用户下行链路的信号与干扰加噪声比,其表达式为:

$$\text{SINR}_m = \frac{p_m^r}{\sum_{l \neq m} I_l + \sigma^2} = \frac{p_m |h_{m,m}|^2}{\sum_{l \neq m} p_l |h_{m,l}|^2 + \sigma^2}, \quad (4)$$

其中, p_m^r 和 p_m 分别表示接入基站 m 对应用户的接收功率和基站 m 的发射功率, I_l 表示该用户收到来自区域内使用同一中心频率和带宽的其他基站的干扰, σ^2 表示信道噪声, $h_{m,m}$ 为该用户接入基站 m 的下行链路损耗, $h_{m,l}$ 为该用户接收到来自其他基站干扰信号的下行链路损耗。 $h_{m,l}$ 被定义为:

$$h_{m,l} = L_{m,l}^{-\beta/2} \tilde{h}_{m,l}, \quad (5)$$

其中, $L_{m,l}$ 表示接入基站 m 对应用户与基站 l 之间的距离, β 为路径损耗系数, $\tilde{h}_{m,l}$ 为接入基站 m 对应用户与基站 l 下行链路上的信道增益。

最优基站协同功率控制策略为使用户下行链路的和速率最大,优化变量为基站的发射功率 p_m 。数组 \mathbf{p} 表示所有基站的发射功率策略,即 $\mathbf{p} = [p_1, \dots, p_m]$ 。功率控制策略可定义为如下的功率分配问题:

$$\begin{aligned} \max_{\{p_m\}} \quad & \sum_{m=1}^M \log \left[1 + \frac{p_m |h_{m,m}|^2}{\sum_{l \neq m} p_l |h_{m,l}|^2 + \sigma^2} \right] \\ \text{s.t.} \quad & p_m \leq P_m^{\max}, \forall m \in M. \end{aligned} \quad (6)$$

2.2 问题分析

公式 (6) 描述的问题不是一个凸优化问题。为此, 我们可将该问题转换为另一个等效的最小化问题, 其被定义为:

$$\begin{aligned} \min_{\{p_m\}} \quad & \sum_{m=1}^M (w_m e_m - \log w_m) \\ \text{s.t.} \quad & p_m \leq P_m^{\max}, \forall m \in M, \end{aligned} \quad (7)$$

其中 w_m 为权重变量, e_m 被定义为:

$$e_m = \left(u_m \sqrt{p_m |h_{m,m}|^2} - 1 \right)^2 + u_m^2 \left(\sum_{l \neq m}^M p_l |h_{m,l}|^2 + \sigma^2 \right). \quad (8)$$

接下来, 我们将验证公式 (6) 描述的问题等价于公式 (7) 描述的问题。首先, 假设公式 (7) 的目标函数为 f , 则公式 (7) 中变量 w_m 和 u_m 取得最优解时, 应分别满足:

$$\frac{\partial f}{\partial w_m} = e_m - \frac{1}{w_m} = 0, \quad (9)$$

和

$$\frac{\partial f}{\partial u_m} = 2u_m \left(\sum_{l=1}^M p_l |h_{m,l}|^2 + \sigma^2 \right) - 2\sqrt{p_m |h_{m,m}|^2} = 0. \quad (10)$$

根据上式, 可得变量 w_m 和 u_m 的最优解分别为:

$$w_m^* = \frac{1}{e_m}, \forall m \in \mathcal{M}, \quad (11)$$

和

$$u_m^* = \frac{\sqrt{p_m |h_{m,m}|^2}}{\sum_{l=1}^M p_l |h_{m,l}|^2 + \sigma^2}, \forall m \in \mathcal{M}. \quad (12)$$

在得到 u_m 的最优解 u_m^* 后, 将 u_m^* 代入式(8), 可得到 e_m 的最优解 e_m^* 为:

$$e_m^* = 1 - \frac{p_m |h_{m,m}|^2}{\sum_{l=1}^M p_l |h_{m,l}|^2 + \sigma^2}, \forall m \in \mathcal{M}. \quad (13)$$

将 w_m^* 和 e_m^* 代入公式 (7) 中, 我们可以验证公式 (7) 与公式 (6) 相同, 即公式 (6) 描述的问题和公式 (7) 描述的问题等价。

因为变量的均方根可看成一个凹函数, 所以我们可以定义 $P_m = \sqrt{p_m}$ 并将其作为功率分配问题中的新变量, 则公式 (7) 的第一个约束条件可重写为 $P_m > 0, P_m^2 \leq P_m^{\max}, \forall m \in M$ 。根据式 (11) 和 (12) 可得变量 w_m 和 u_m 的最优解, 而变量 P_m 的最优解可通过二次约束二次规划 (QCQP) 的方式计算得到。变量 P_m 的 QCQP 定义为:

$$\begin{aligned} \min_{\{P_m\}} \quad & B \sum_{m=1}^M w_m \left(u_m^2 \left(\sum_{l=1}^M |h_{m,l}|^2 P_l^2 \right) - 2u_m |h_{m,m}| P_m \right) \\ \text{s.t.} \quad & P_m^2 \leq P_m^{\max}, \forall m \in M \\ & P_m \geq 0, \forall m \in M. \end{aligned} \quad (14)$$

依据上式可求出最小化问题的最优解 P_m^* , 求解步骤如算法 1 所示。随着迭代次数的增加, 目标函数将减小并逐渐收敛。

算法 1 协同功率控制算法

输入: 带宽 B , 信道噪声 σ^2 , 下行链路损耗系数 $[h_{m,l}]$, 各基站最大发射功率 $\{P_m^{\max}\}$;

输出: 最优基站发射功率 $\{P_m^*\}$;

1. //初始化基站的发射功率 $\{P_m\} = \{0\}$, 迭代次数 I ;
2. **for** $i = 1$ **to** I **do**
3. **for** $m = 1$ **to** M **do**
4. 根据公式 (12)、(13) 和 (11) 分别计算 u_m^* 、 e_m^* 和 w_m^* ;
5. $w_m = w_m^*, u_m = u_m^*$;
6. 将 w_m 和 u_m 代入公式 (14), 解 QCQP 问题可获得最优解 P_m^* ;
7. $P_m = P_m^*$.

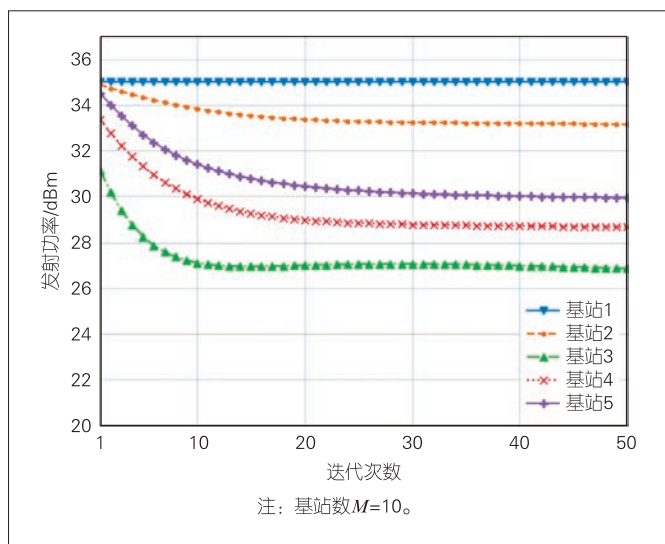
3 实验结果

我们通过 Python 语言搭建了所提基站最优协同功率控制算法的实验环境, 以验证所提算法的收敛性, 并在相同条件下对比所提算法与其他功率分配策略的性能。

假设 M 个基站均匀分布在一块 $3 \text{ km} \times 2 \text{ km}$ 的长方形区域中, 每个基站所在小区至少有一个用户申请接入。每个基站的功率 P_m^{\max} 均设为 35 dBm, 下行链路的路径损耗系数 $\beta = 2$, 各基站的信道增益服从均值为 1 的指数分布, 噪声功率 $\sigma^2 = -114 \text{ dBm}$ 。

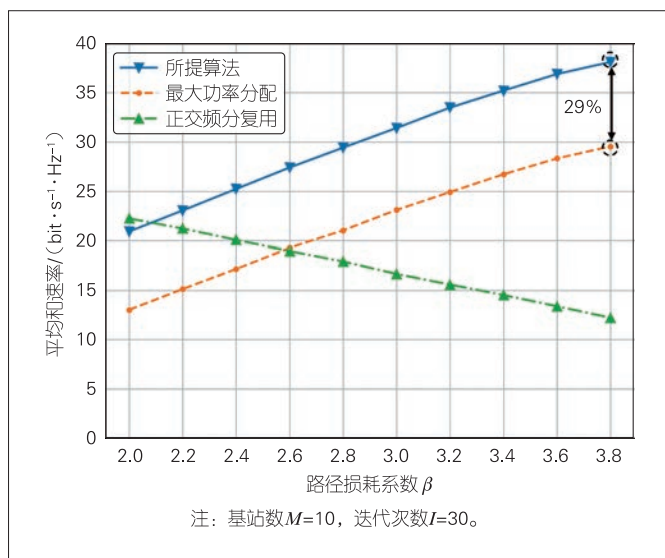
首先, 我们验证所提算法的收敛性。如图 2 所示, 随着迭代次数的增加, 各基站的发射功率最终都趋于稳定, 这说明所提算法收敛。此外, 从图中可以看出, 基站的最优发射功率并非最大功率。

其次, 我们对比所提算法、最大功率分配和正交频分复用 3 种策略的性能。在最大功率分配策略下, 我们将每个基站的发射功率设置为最大发射功率。在正交频分复用策略下, 每个基站的发射功率设置为最大发射功率, 频谱资源均分给每个基站, 且不考虑各基站间的邻频干扰。我们研究在不同路径损耗系数 β 情况下 3 种策略的性能差异, 所得数据均为 500 次循环迭代后的平均值。如图 3 所示, 随着 β 的增



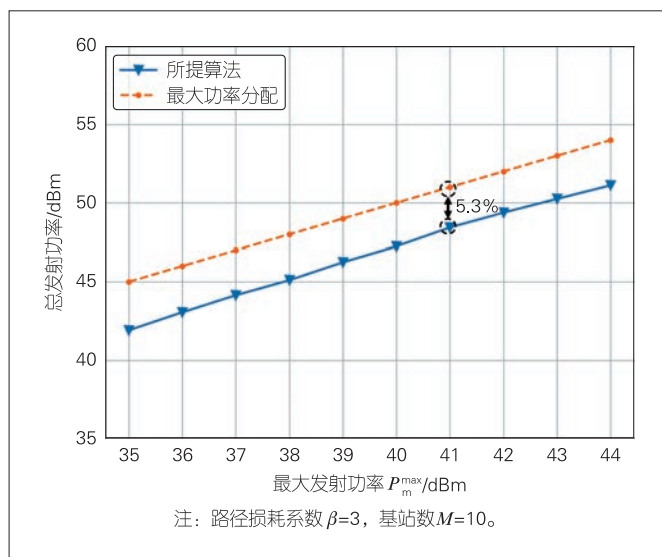
▲图2 基站发射功率与迭代次数的关系

大，所提算法和最大功率分配策略的平均和速率均在不断提高，而正交频分复用策略的平均和速率不断下降。当 $\beta > 2$ 时，所提算法的性能要明显优于正交频分复用策略。相较于最大功率分配策略，所提算法可提升系统性能29%以上。



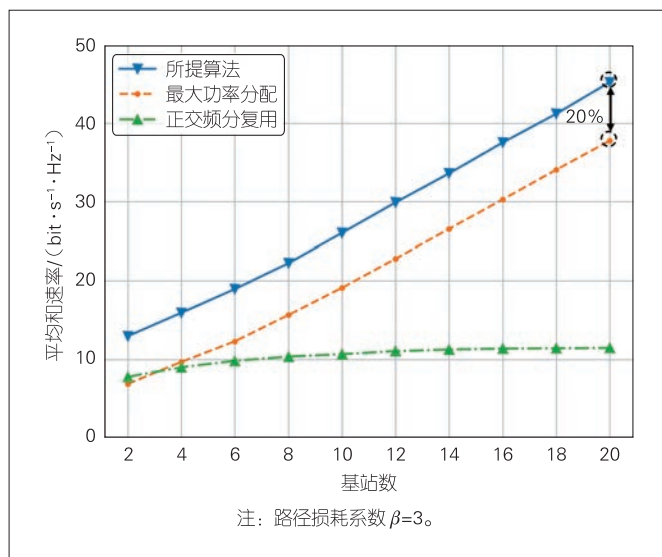
▲图3 平均和速率与路径损耗系数之间的关系

然后，我们对比3种策略下的基站总发射功率随最大发射功率的变化关系。因为各基站的发射功率在正交频分复用与最大功率分配策略下的值相同，所以我们仅对比所提算法与最大功率分配策略的总发射功率。如图4所示，随着最大发射功率的持续增大，所提算法和最大功率分配策略的总发射功率均会增大，但所提算法比最大功率分配策略节省5.3%以上的功率开销。



▲图4 总发射功率与最大发射功率之间的关系

最后，我们研究同一区域内基站数量与和速率之间的关系。如图5所示，随着基站数的增加，所提算法和最大功率分配策略的吞吐量均明显提高，而正交频分复用策略的吞吐量变化趋势不明显。此外，不论基站数的大小，所提算法的性能都要明显优于正交频分复用策略，且相较于最大功率分配策略，其平均和速率提高20%以上。



▲图5 平均和速率与基站数之间的关系

4 结束语

为减少密集部署基站之间的干扰并提高系统容量，本文提出了一种基于联盟链的多小区基站协同功率控制架构，将区块链技术融合到6G频谱共享和基站功率协同控制中，以

减少各基站之间的干扰；分析了基站之间的发射功率协同控制问题，提出了多小区基站协同功率控制算法，并通过仿真实验对所提算法进行了仿真验证。仿真结果表明：所提算法相较于正交频分复用策略可大幅提高系统吞吐量，相较于最大功率分配策略可提高20%以上的系统吞吐量，节省5.3%以上的功率开销。在未来的研究工作中，我们将进一步研究面向多小区的多维资源协同管理方法。

参考文献

- [1] IMT-2023(6G)推进组. 6G总体愿景与潜在关键技术白皮书[R]. 2021
- [2] 靳冬慧, 陈硕, 王占刚. 密集异构网络中基于多目标优化的资源分配策略[EB/OL]. [2022-08-16]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/51.1267.TN.20220715.1854.002.html>
- [3] 丁家昕, 方箭, 王坦. 实施动态频谱管理 提高资源利用效率[J]. 中国无线电, 2018(1): 25-28
- [4] KOLODZY P, AVOIDANCE I. Spectrum policy task force [J]. Federal communications commission, 2002, 40(4): 147-58.
- [5] 王东明. 面向6G的无蜂窝大规模MIMO无线传输技术[J]. 移动通信, 2021, 45(4): 10-15
- [6] 尤肖虎, 王东明, 王江舟. 分布式MIMO与无蜂窝移动通信[M]. 北京: 科学出版社, 2019
- [7] 芒戈. 面向6G混合云频谱共享的区块链技术[J]. 电子技术应用, 2021, 47(6): 10-14. DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.211772
- [8] 王威, 李祖广, 吴启晖. 基于区块链的动态频谱共享接入技术[J]. 物联网学报, 2020, 4(2): 26-34
- [9] ZHANG H W, LENG S P, WU F, et al. A DAG blockchain-enhanced user-autonomy spectrum sharing framework for 6G-enabled IoT [J]. IEEE Internet of Things journal, 2022, 9(11): 8012-8023. DOI: 10.1109/IJOT.2021.3109959
- [10] ROSENWORCEL J. Remarks of commissioner jessica rosenworcel at mobile world congress [EB/OL]. [2022-08-16]. <https://www.benton.org/headlines/remarks-commissioner-jessica-rosenworcel-mobile-world-congress-2018>
- [11] XIAO Y, SHI S H, LOU W J, et al. Decentralized spectrum access system: vision, challenges, and a blockchain solution [J]. IEEE wireless communications, 2022, 29(1): 220-228. DOI: 10.1109/MWC.101.2100354
- [12] HU S S, LIANG Y C, XIONG Z H, et al. Blockchain and artificial intelligence for dynamic resource sharing in 6G and beyond [J]. IEEE wireless communications, 2021, 28(4): 145-151. DOI: 10.1109/MWC.001.2000409
- [13] YE J W, KANG X, LIANG Y C, et al. A trust-centric privacy-preserving blockchain for dynamic spectrum management in IoT networks [J]. IEEE Internet of Things journal, 2022, 9(15): 13263-13278. DOI: 10.1109/IJOT.2022.3142989
- [14] WILHELM F, GIUPPONI L. On the performance of blockchain-enabled RAN-as-a-service in beyond 5G networks [C]//Proceedings of 2021 IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2021: 1-6. DOI: 10.1109/GLOBECOM46510.2021.9685431
- [15] NAKAMOTO S, BITCOIN A. A peer-to-peer electronic cash system [EB/OL]. [2022-08-16]. <https://bitcoin.org/bitcoin.pdf>
- [16] WOOD G. Ethereum: a secure decentralised generalised transaction ledger [EB/OL]. [2022-08-16]. <http://cryptochainuni.com/wp-content/uploads/Ethereum-A-Secure-Decentralised-Generalised-Transaction-Ledger-Yellow-Paper.pdf>
- [17] SUN Z Q, LIANG W, QI F, et al. Blockchain-based dynamic spectrum sharing for 6G UIoT networks [J]. IEEE network, 2021, 35(5): 143-149. DOI: 10.1109/MNET.101.2100138
- [18] ZHENG S, HAN T, JIANG Y N, et al. Smart contract-based spectrum

sharing transactions for multi-operators wireless communication networks [J]. IEEE access, 2020, 8: 88547-88557. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2992385

- [19] GORLA P, CHAMOLA V, HASSIJA V, et al. Blockchain based framework for modeling and evaluating 5G spectrum sharing [J]. IEEE network, 2021, 35(2): 229-235. DOI: 10.1109/MNET.011.2000469
- [20] ZHOU Z Y, CHEN X Y, ZHANG Y, et al. Blockchain-empowered secure spectrum sharing for 5G heterogeneous networks [J]. IEEE network, 2020, 34(1): 24-31. DOI: 10.1109/MNET.001.1900188

作者简介



李祖广，南京航空航天大学电子信息工程学院在读硕士研究生；主要研究方向为动态频谱共享、区块链等。



陈科，南京航空航天大学电子信息工程学院在读博士研究生、天维迅达科技有限公司副总工、国际电联无线电通信研究组专家；主要研究领域为无线电通信电磁兼容分析和频谱资源管理；先后参加多个国家发展和改革委员会、工业和信息化部研究项目，参与多个国家标准的制定工作。



王威，南京航空航天大学电子信息工程学院研究员；主要研究方向为空地一体化网络、电磁频谱安全和区块链。



吴启晖，南京航空航天大学特聘教授、教育部“长江学者”特聘教授、国家百千万人才工程入选者、国家有突出贡献中青年专家、工业和信息化部通信科学技术委员会委员、IET Fellow、电磁频谱空间认知动态系统工业和信息化部重点实验室主任、中国电子学会理事、中国通信学会云计算与大数据专业委员会副主任；主要研究方向为认知信息论、电磁空间频谱智能管控、天地一体化信息网络、无人机集群智能通信；主持无人机频谱认知仪国家自然科学基金重大仪器等国家级重大/重点项目10余项；获日内瓦国际发明展金奖1项、国家科技进步奖二等奖1项、省部级科技进步奖一等奖3项；发表论文100余篇。

城域网云化实践及展望



Practice and Prospect of Cloud-Based MAN

陈昊/CHEN Hao

(中国电信福建分公司, 中国 福州 350001)
(China Telecom Fujian Branch, Fuzhou 350001, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202205013

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20210719.1603.002.html>

网络出版日期: 2021-07-19

收稿日期: 2021-06-25

摘要: 结合运营商某地市分公司的城域网(MAN)云化试点情况,对试验网的架构、部署、业务实现、运维模式等进行了分析。阐述了试点的价值和挑战,并基于实践案例提出了城域网架构fabric化演进、网络即服务的运维能力和以应用为中心的网络发展建议,为运营商助力行业数字化转型提供参考。

关键词: 城域网云化; fabric化演进; 网络即服务; 应用为中心; 运营商

Abstract: The framework, deployment, service implementation, operation and maintenance mode of the practice case of cloud-based metropolitan area network (MAN) in a branch of the operator are analyzed. The value and challenges of the experimental network are described. Based on the case, the insights of MAN fabric evolution, operation capability of the network as a service, and application-centered network development are proposed, which provides reference for operators and helps the digital transformation of the industry.

Keywords: cloud-based MAN; fabric evolution; network as a service; application-centered; operator

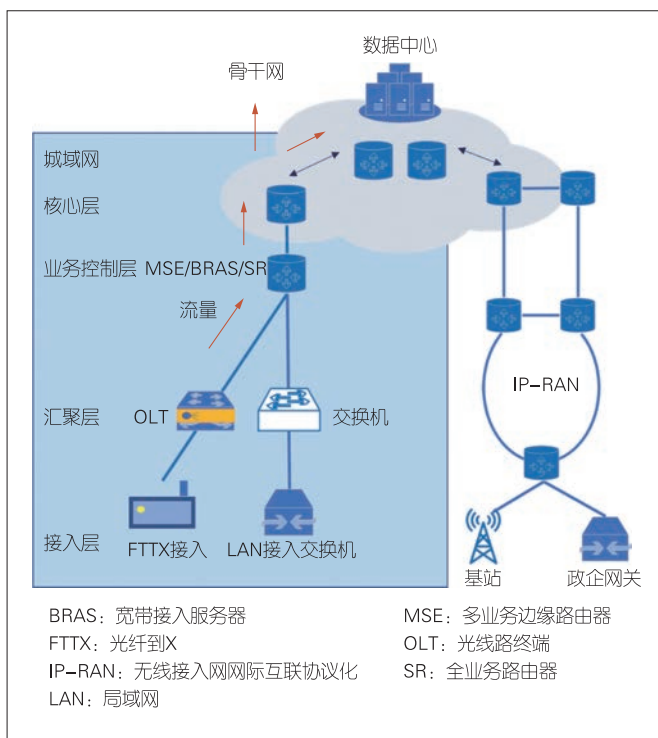
1 城域网现状概述

实际互联网协议(IP)城域网是运营商覆盖中国各城市范围的全业务接入网络,网络架构分为接入层、汇聚层、业务控制层和核心层。如图1的红色箭头所示,在传统城域网架构中,用户业务流量通过光纤到X(FTTX)/局域网(LAN)方式从接入层进入城域网,并逐层汇聚至业务控制层。随后,报文经核心层的路由器快速转发至运营商的骨干网。与城域网同级的是无线承载网。无线承载网是基于无线接入网网际协议化(IP-RAN)的技术实现,提供基站的接入及高值政企业务的接入。

随着云计算及5G业务的发展,互联网应用对IP城域网的灵活性、拓展性、功能性等提出了新的要求^[1-3]。然而,基于传统运营商城域网的结构难以实现业务的快速创新,也难以满足互联网的发展。为了加快转型,运营商积极推动用户定义网络、海量计算、高保障行业专网接入等的研究。

2 中国电信城域网云化实践

运营商在不改变现有网络架构的条件下,前瞻性地引入叠加网络(Overlay)、软件定义网络(SDN)、网络功能虚拟化(NFV)等技术推进网络云化的演进^[4-5],提升网络的灵活性和扩展性。本章节将以中国电信某地市公司城域网云化



▲图1 传统城域网架构

实践为案例,阐述相关的实现架构、部署方式、业务承载方式及运维模式,并总结试验网中的实践经验。

2.1 云化网元定义

云化网元是指城域网通信网元以云化方式进行部署，即业务系统与硬件解耦，并以纯软件的形式实现传统通信网元的功能。云化网元的引入让网络具备了一定的可编程性，提升了网络的灵活性。主流的云化网元以云化路由网关设备、虚拟宽带接入服务器（vBRAS）、虚拟客户前置设备（vCPE）为主。本文基于云化路由网关设备的实践展开讨论。

2.2 实践方案架构

本方案中的云化路由网关设备分为两种，如图2所示。一种部署在城域网边缘资源池中，用来承载用户接入隧道，实现业务分流、网络地址转换（NAT）等功能，以下简称网侧云化网元节点；另一种部署在公有云侧的专用资源池中，用来承载入云业务，以下简称云侧云化网元节点。

本方案的架构分为3个层次，分别为编排层、控制层和业务层。编排层全国统一部署，负责云网资源的综合调度和开通指令的下发；控制层以省级为单位进行部署，包含城域网中不同类型的网络控制系统，如终端管理系统、接入网网管系统、云化网元控制器等；业务层是实现用户业务需求的实体网络，受控制层控制。

2.3 试验网的部署方式

云化网元节点部署分为网元节点和控制节点两个部分。图3为云化网元的部署。其中，网元节点基于OpenStack架构，采用双机集群系统（HA）方式部署。内部物理网络的建设参照数据中心的叶脊网络（Spine-Leaf）架构，分别部署一对业务叶（Leaf）交换机和一对管理Leaf交换机，以实现管理流量及控制流量的分离。网络数据平面基于开放虚拟交换机（OVS）和数据平面开发套件（DPDK）的架构实现。动态主机配置协议（DHCP）、虚拟路由器（vRouter）等功能通过Network Namespace机制实现。云化网元节点之间通过建立的虚拟可扩展局域

网（VxLAN）隧道进行通信。

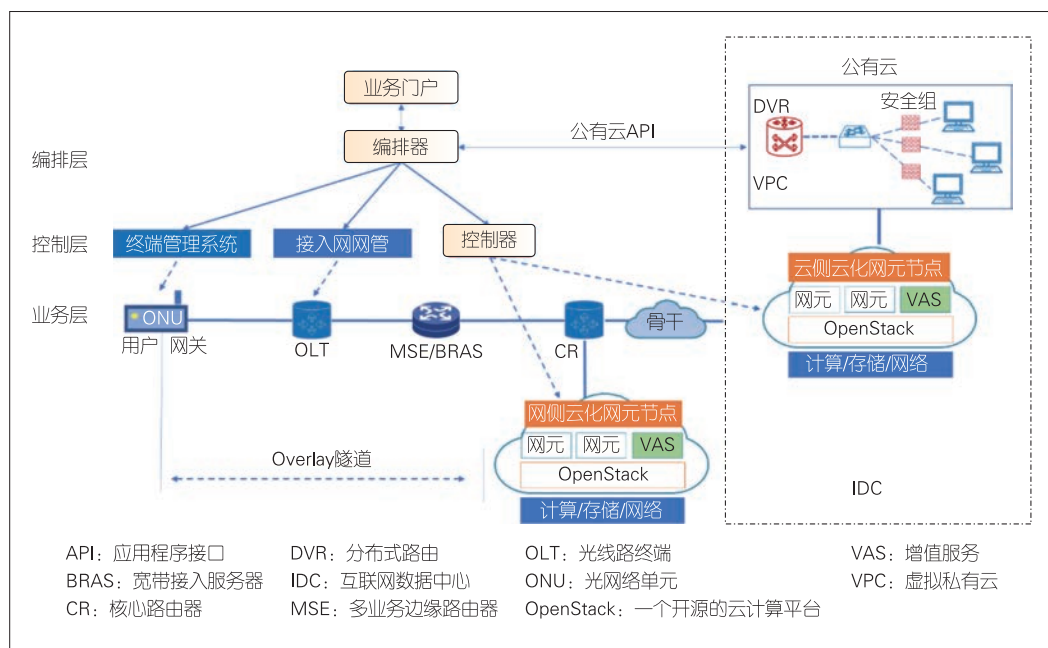
控制节点的部署以简约实用为原则。在实现云化网元节点集中管理能力的同时，运营商会控制系统的复杂性。因此，本方案在实际部署时仅涉及服务中心和维护中心两个部分。服务中心负责云化网元的资源管理、计量、弹性调度。管理员通过云服务中心可自行部署虚拟网元。维护中心负责对硬件和虚拟网元的监控，并管理Overlay网络的配置。管理人员可依据维护中心的历史运维数据对平台的潜在风险进行分析和预判。

本试验网中，云化网元节点部署在城域网核心路由器侧和互联网数据中心（IDC）侧，如图4所示，即在城域网多业务边缘路由器（MSE）/核心路由器（CR）旁部署云化网元节点，该节点负责宽带业务的接入；在IDC云侧入网节点（POP）交换机处部署云化网络节点以实现入云业务的接入。控制节点部署在省级的业务云中，通过管理网络对云化网元节点进行集中管理并维护节点之间链路状态。

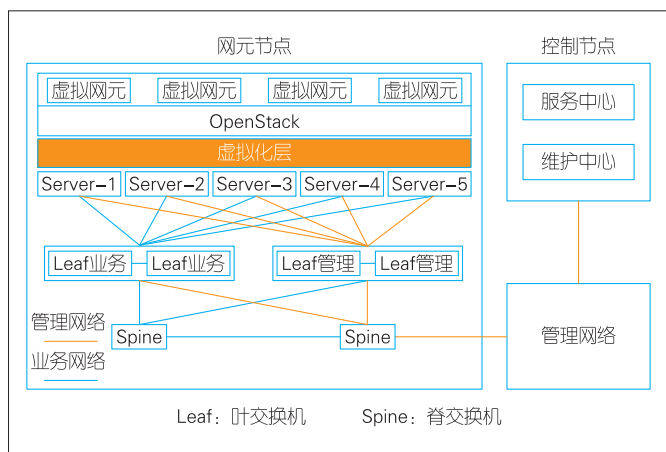
2.4 试验网的业务实现

（1）宽带业务的实现

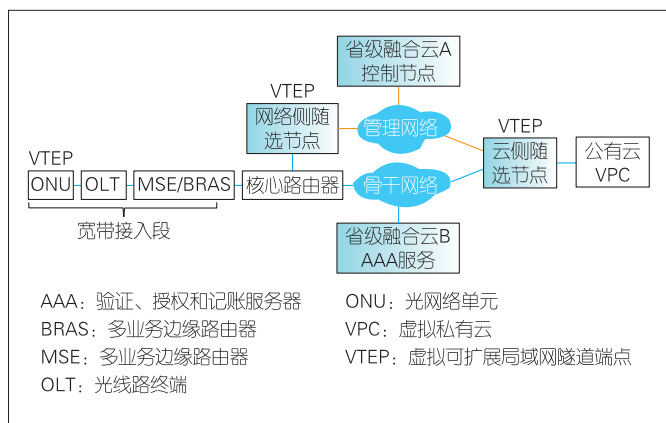
宽带业务的实现过程如图5所示。光网络单元（ONU）通过DHCP SERVER为用户的终端分配私网IP，并通过以太网的点对点通信协议（PPPoE）拨号方式，从MSE和宽带接入服务器（BRAS）获取广域网（WAN）的IP地址。用户网关ONU和网侧云化网元节点随后会建立VXLAN隧道。当用



▲图2 城域网网元云化实践架构



▲图3 云化网元的部署



▲图4 云化网元试验网部署

户报文进入云化网元节点时，报文会先进行VxLAN解封封装再进行NAT转换，最后经缺省路由转发至互联网。

宽带业务承载在VxLAN隧道具有3点优势：一是在不改变原有路由配置并保证传统宽带业务平稳运行的同时，实现流量快速向云化网元节点的导流作用；二是当故障发生时，业务可在主用节点和备份节点之间进行快速切换，提高业务的可靠性；三是支持SDN自动化配置VxLAN隧道的能力，缩短开通时长。

(2) 入云业务的实现

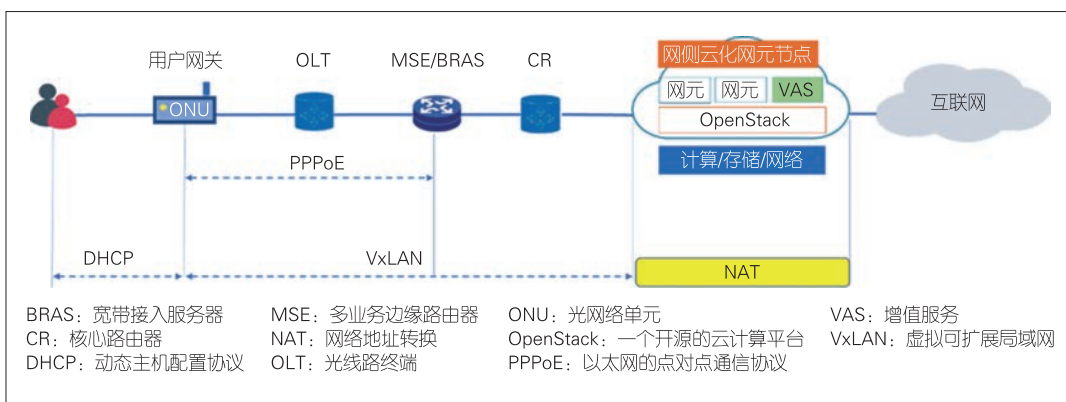
入云业务的实现如图6所示。首先，用户网关从MSE/BRAS上获取WAN的IP地址；其次，用户网关与网侧云化网元建立VxLAN隧道A，同时网侧与云侧的云化网元建立VxLAN隧道B；

接着，公有云内的POP节点通过二层网络与云侧云化网元进行互通，并打通用户虚拟私有云（VPC）与云侧云化网元的三层路由；最后，公有云内部的Vrouter与VPC建立VxLAN隧道C。面对同时需要宽带和入云需求的客户，运营商在网侧的云化网元节点部署分流机制。分流机制根据目的地址进行分流。上网流量通过NAT映射到公网地址后进行上行传输，入云流量则被封装在相应的隧道中进行转发。入云业务的实现为家宽业务提供了更多云网协同的增值服务，同时降低了用户端的部署门槛。

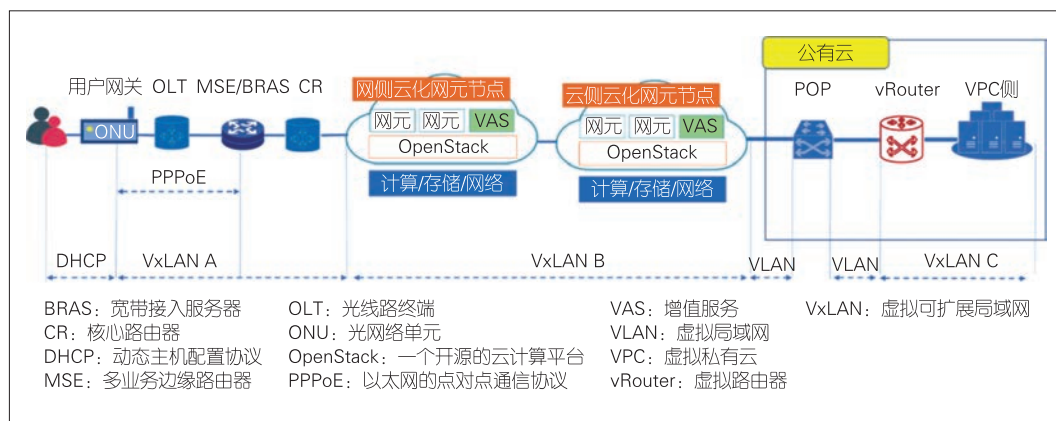
(3) 企业组网的业务实现

企业组网的业务实现方式基于软件定义广域网（SD-WAN）的架构。运营商在云化网元节点处建设企业用户专属POP业务区域，并通过专线将地区内的POP节点进行互联，形成覆盖在城域网上的Overlay full mesh网络。当用户智能网关设备接入互联网后，网关设备与最近的POP节点建立Overlay隧道连接并发起认证请求。POP节点将请求转发至控制器进行验证。当认证通过后，网络参数从云端自动下发至网关。此时，用户即可通过网关访问云资源及企业分支内网。用户在使用过程中，只需要在Portal页面上进行点击操作即可完成业务配置的变更，包括参数修改、组网变更、安全配置等。

面向高保障的企业级用户，用户可以选择支持蜂窝和有线双接入方式的SD-WAN智能网关进行部署。此时，用户业务可以依托运营商基础设施和网络规模，在现有多协议标签交换（MPLS）网络、宽带网络、5G等网络上建立Overlay网络。这种实现方式不仅提高了运营商线路资源利用率，还实现了客户端混合链路接入，提升业务的可靠性。基于云化网元方案的SD-WAN企业组网业务既为运营商全网统一的运维模式发展提供了经验参考，也进一步促进了运营商内部多专业的技术融合。



▲图5 宽带业务的实现



▲图6 入云业务的实现

2.5 试验网的运维模式

试验网的运营模式以集约化维护为原则，按照总部、省、市三级的方式落实维护责任主体。其中，总部负责业务顶层的创新及维护云化网元节点基础设施即服务（IaaS）层、云平台等的运行，省分部负责维护云化网元虚拟设备的路由配置和硬件服务器上连接的相关网络设备，地市分部则负责设备的现场维护。当业务出现故障时，地市公司仅需要参照传统网络的维护方式，保证BRAS及其下联业务的可用；上层的业务则由省分部与总部共同维护。这种运维模式有利于传统维护管理体系向云网协同的管理模式平滑过渡。

2.6 试验网运营经验总结

本节将结合根据云化网元节点的试验网实践情况，从业务价值和挑战两个维度进行阐述。

2.6.1 云化网元的应用价值

云化网元在实战运营中的价值体现在隧道标识、业务负载均衡、开通效率和业务创新4个方面。

第一，部署中的Overlay隧道采用VxLAN技术，并且基于16M的虚拟网络基础设施（VNI）的标识避免了因传统业务标签不足而影响开通的问题。第二，VxLAN以用户数据报协议（UDP）的方式进行封装，在全IP的网络中可通过多路径的部署方式实现业务的负载均衡，提高可靠性。第三，SDN控制器的全局自动化能力实现网络业务敏捷开通。根据试验网的测试统计，传统专线业务的开通需要7个工作日，而基于云化网元模式的专线业务的开通时长可以控制在24 h之内。这极大提高了用户体验。第四，基于云的部署方式使网元节点具备一定的互联网技术（IT）开放性。运营商可引入多厂家的应用，如深度检测技术（DPI）、应用识别、防火

墙应用、内容审计等能力，为用户提供灵活的增值服务，实现业务的快速创新。

2.6.2 云化网元面临的挑战

云化网元的引入对属地化的运维能力提出了新要求，主要聚焦在流量模型、维护能力和维护体系3个方面。

第一，随着运营商云网融合的发展，城域网将

出现多种类别数据中心旁挂现象，并已演进成为多云互联的状态，如公有云、基于云化网元的电信云、部署增值应用的业务云、面向海量计算的边缘云等。根据思科的研究分析^[6]，全球数据中心的IP流量将在2021年增长至20.6 ZB，其中99%的网络流量将与数据中心密切相关。互联网应用对数据中心的依赖将进一步加强。基于传统垂直流量模型设计的网络架构如何适应未来的发展是城域网演进急需研究的问题。

第二，目前的网管系统主要针对设备的硬件状态、数据配置进行监测，暂未细化至云化网元的IT服务组件。因此，当遇到IT组件故障时，管理员需要登录至设备底层进行判障。这种方式的效率较低。以OpenStack Neutron体系部署的VxLAN流量场景为例，各计算节点之间的互通涉及多个服务进程，包括安全组、集成网桥（br-int）、隧道网桥（br-tun）、物理层网桥（br-phy）等。首先，VxLAN报文进入服务器并经过r-phy及br-tun组件，被转换为普通二层报文；其次，该报文经br-int并根据流表的匹配信息被转发至安全组；最后，安全组依照实际配置的情况对报文进行相应放行。在上述流量模型中，任一环节的组件问题都会引起业务的中断，特别是控制层面的错误指令批量下发，更易导致群障现象的发生。

第三，运营商的现有运维体系是以网络为中心的。随着业务的发展，云和5G应用对网络质量提出了更高要求，比如时延、可靠性、鲁棒性等。同时运营商将面临实际运营成果和用户满意度脱节的问题。这个问题的根源在于运营商的维护能力聚焦在传输控制协议（TCP）/IP体系中的传输层及以下，对应用层的维护经验积累较少。这一问题同时也导致了网络质量指标与用户应用层体验不匹配的现状。

3 城域网云化演进展望

基于第2章节的阐述,本章节将面向城域网未来的发展,结合试验网实践情况及面临的挑战,从网络架构演进、服务能力和应用服务能力3个角度对城域网云化演进进行展望。

3.1 城域网架构 fabric 化演进

在城域网多云互联的发展趋势下,云节点之间的横向流量将急速增长。这种变化将进一步推动城域网以 Spine-Leaf 结构发展。基于 Spine-Leaf 架构的网络有助于城域网东西向流量的调度。随着 IP 技术的普及,该架构的多链路特性将大大提升网络的并发能力,并为多云互联提供高速稳定的转发条件。在 Spine-Leaf 网络架构下,城域网引入以 SRv6^[7-8] 为代表的新型转发面技术将使业务端到端的管理成为可能。SRv6 借助互联网协议第 6 版 (IPv6) 报文头中的源路由头 (SRH) 存储端到端显性路由信息,并借助控制器的统一调度特性实现端到端转发路径的灵活定制。同时,SRv6 结合灵活以太网 (FlexE) 等切片技术将促进面向垂直行业定制化专网服务的发展。

因此,为了实现城域网架构 fabric 化的统一管理,运营商将城域网的各子管理区域引入各级网络控制器中,如图 7 所示。其中,省级集中的总控制器将控制被级联的各区控制器,并为全区提供整体的云网能力调度。综上所述,城域网架构 fabric 化演进是运营商连接各种资源和服务的枢纽,成为避免重复建设的网络资源集约化管理中枢、主导未来信息通信技术 (ICT) 和政企业务走向的核心竞争力。

3.2 网络即服务的运维能力

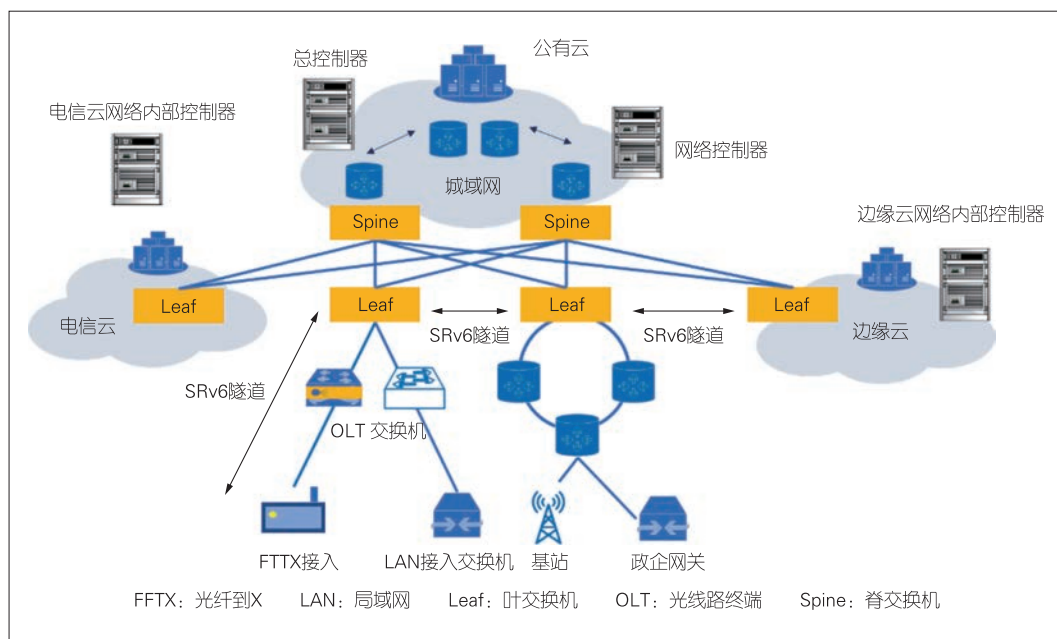
随着城域网云化的发展,云网运营中面临的故障问题不仅会出现在路由配置、硬件等物理设备层面,还会发生在虚拟化底层的进程服务中。由于运营商的运维系统是以硬件设备和通信线路为核心的,运营商面对虚拟化底层资源和 IT 组件的运营状

态诊断存在盲区。因此提升运维系统的 IT 能力是打造网络即服务运维能力的基础。对此,本文从 3 方面展开分析。第一,运营商须深入研究云网底层架构,比如在虚拟网络方面应该聚焦软件进程的性能、虚拟网络的业务表现、IT 组件之间的运行逻辑等关系;在硬件方面从重要汇聚设备及常发生故障的设备着手,梳理和分析设备告警规则与业务的关系。第二,形成城域网资源系统和云化网元资源的映射关系,实现通过查询云化网元故障即可查询到该客户的 Overlay 层和 Underlay 层网络资源信息的能力。同时,运维系统引入云 IaaS 层、虚拟网元、虚拟网络 Overlay 层、虚拟网络组件之间的网络状态监控手段,以此实现云网初步统一管理的目标。第三,建立基于用户视角的云网物理资源可视化视图,展示业务流量流经的物理网络设备及服务器的路径,并通过植入 ping、tracert 等基础的运维工具,实现初步的网络即服务的运维能力。

3.3 以应用为中心的网络发展

探索应用层与网络层的关系是运营商助力行业数字化转型的重要挑战。面向以行业应用为中心的专网服务可借鉴传统应用加速的思路。典型的应用加速方案是在城域网部署加速节点。加速节点对流量的特征进行甄别,并将满足加速需求的流量转发至高保障的通信链路上,使流量直达服务方的数据中心,以实现用户指定应用的服务体验提升。

应用加速的实践是以应用为中心调度网络资源的新思



▲图7 城域网演进架构

路。在城域网云化发展的趋势下,运营商可以联合服务方探索网络层和应用层的关系,建立标准化的接口模型^[9]。一旦城域网实现 fabric 化并具备云网资源统一调动的能力,运营商就可根据应用层对网络层的需求,使能切片分组网 (SPN) 等技术驱动行业专属服务方案落地,保障行业应用高可靠运行。这种方式也是提高运营商投资收益率的新实践。

综上所述,面对云计算和 5G 时代行业专属应用对网络的不同要求,应用定义网络^[10]是城域网云网一体化形成之后助力行业数字化转型的关键所在。

4 结束语

未来人们对城域网云化演进的研究将进一步集中在以下 4 个方面:一是进一步探索新型 Overlay 网络技术,结合行业的需求建立网络即服务的运维体系;二是聚焦业务应用层的感知,建立以应用为中心的网络质量检测手段、预警能力和自动判障能力;三是推进边缘计算等新业务的落地,研究边缘云与核心云之间的联动能力,推动云网融合的发展;四是聚焦云网一体化安全防护体系,研究新的理念和新技术的应用,保证生产安全。

参考文献

[1] 史凡. 云网融合的新型网络发展趋势 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 28(1):

8-10. DOI:10.12142/ZTETJ.202201004

[2] 陈丹阳, 陆璐, 孙滔. 数字孪生网络接口设计及其协议分析 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 28(1): 29-33. DOI:10.12142/ZTETJ.202201008

[3] 王卫斌, 周建峰, 黄兵. ODICT 融合的网络 2030 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 28(1): 47-56. DOI:10.12142/ZTETJ.202201011

[4] 中国电信集团公司. CTNet-2025 网络架构白皮书 [R]. 2016

[5] 中国联合网络通信有限公司研究院. 中国联通 CUBE-Net 3.0 网络创新体系白皮书 [R]. 2021

[6] Cisco. Cisco global cloud index: forecast and methodology, 2016-2021 [EB/OL]. [2021-02-16]. <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/global-cloud-index-gci/white-paper-c11-738085.html>

[7] 推进 IPv6 规模部署专家委员会. SRv6 技术与产业白皮书(2019 版) [R]. 2019

[8] 中国移动研究院. 中国移动 G-SRv6 技术白皮书 [R]. 2020

[9] 李昕. SDWAN 还有前途吗? [EB/OL]. [2021-02-08]. <https://mp.weixin.qq.com/s/6QLicgqvAwWFMPQGCvVsPA>

[10] PAUL S, JAIN R. OpenADN: Mobile apps on global clouds using OpenFlow and Software Defined Networking [C]//2012 IEEE Globecom Workshops. IEEE, 2012: 719-723. DOI: 10.1109/GLOCOMW.2012.6477663

作者简介



陈湔, 中国电信福建公司云网运营主管, 云计算专业 C 级人才; 主要负责福建省 MEC、公有云、业务平台上云、IT 上云、云安全管理、智能专线等业务; 曾获福建电信转型创新一等奖; 发表论文 1 篇。

《中兴通讯技术》杂志（双月刊）投稿须知

一、杂志定位

《中兴通讯技术》杂志为通信技术类学术期刊。通过介绍、探讨通信热点技术,展现通信技术最新发展动态,促进产学研合作,发掘和培养优秀人才,为振兴民族通信产业做贡献。

二、稿件基本要求

1. 投稿约定

- (1) 作者需登录《中兴通讯技术》投稿平台: tech.zte.com.cn/submission, 并上传稿件。第一次投稿需完成新用户注册。
- (2) 编辑部将按照审稿流程聘请专家审稿, 并根据审稿意见, 公平、公正地录用稿件。审稿过程需要 1 个月左右。

2. 内容和格式要求

- (1) 稿件须具有创新性、学术性、规范性和可读性。
- (2) 稿件需采用 WORD 文档格式。
- (3) 稿件篇幅一般不超过 6 000 字(包括文、图), 内容包括: 中、英文题名, 作者姓名及汉语拼音, 作者中、英文单位, 中文摘要、关键词(3 ~ 8 个), 英文摘要、关键词, 正文, 参考文献, 作者简介。
- (4) 中文题名一般不超过 20 个汉字, 中、英文题名含义应一致。
- (5) 摘要尽量写成报道性摘要, 包括研究的目的、方法、结果/结论, 以 150 ~ 200 字为宜。摘要应具有独立性和自明性。中英文摘要应一致。
- (6) 文稿中的量和单位应符合国家标准。外字母的正斜体、大小写等须写清楚, 上下角的字母、数据和符号的位置皆应明显区别。
- (7) 图、表力求少而精(以 8 幅为上限), 应随文出现, 切忌与文字重复。图、表应保持自明性, 图中缩略词和英文均要在图中加中文解释。表应采用三线表, 表中缩略词和英文均要在表内加中文解释。
- (8) 所有文献必须在正文中引用, 文献序号按其在文中出现的先后次序编排。常用参考文献的书写格式为:
 - 期刊[序号]作者. 题名[J]. 刊名, 出版年, 卷号(期号): 引文页码. 数字对象唯一标识符
 - 书籍[序号]作者. 书名[M]. 出版地: 出版者, 出版年: 引文页码. 数字对象唯一标识符
 - 论文集中析出文献[序号]作者. 题名[C]/论文集编者. 论文集名(会议名). 出版地: 出版者, 出版年(开会年): 引文页码. 数字对象唯一标识符
 - 学位论文[序号]作者. 题名[D]. 学位授予单位所在城市名: 学位授予单位, 授予年份. 数字对象唯一标识符
 - 专利[序号]专利所有者. 专利题名: 专利号[P]. 出版日期. 数字对象唯一标识符
 - 国际、国家标准[序号]标准名称: 标准编号[S]. 出版地: 出版者, 出版年. 数字对象唯一标识符
- (9) 作者超过 3 人时, 可以感谢形式在文中提及。作者简介包括: 姓名、工作单位、职务或职称、学历、毕业于何校、现从事的工作、专业特长、科研成果、已发表的论文数量等。
- (10) 提供正面、免冠、彩色标准照片一张, 最好采用 JPG 格式(文件大小超过 100 kB)。
- (11) 应标注出研究课题的资助基金或资助项目名称及编号。
- (12) 提供联系方式, 如: 通讯地址、电话(含手机)、Email 等。

3. 其他事项

- (1) 请勿一稿多投。凡在 2 个月(自来稿之日算起)以内未接到录用通知者, 可致电编辑部询问。
- (2) 为了促进信息传播, 加强学术交流, 在论文发表后, 本刊享有文章的转摘权(包括英文版、电子版、网络版)。作者获得的稿费包括转摘酬金。如作者不同意转摘, 请在投稿时说明。
- (3) 编辑部地址: 安徽省合肥市金寨路 329 号凯旋大厦 1201 室, 邮政编码: 230061。
- (4) 联系电话: 0551-65533356, 联系邮箱: magazine@zte.com.cn。
- (5) 本刊只接受在线投稿, 欢迎访问本刊投稿平台: tech.zte.com.cn/submission。

中兴通讯技术

(ZHONGXING TONGXUN JISHU)

办刊宗旨：

以人为本，荟萃通信技术领域精英
迎接挑战，把握世界通信技术动态
立即行动，求解通信发展疑难课题
励精图治，促进民族信息产业崛起

产业顾问（按姓名拼音排序）：

段向阳、高 音、胡留军、华新海、
刘新阳、陆 平、史伟强、屠要峰、
王会涛、熊先奎、赵亚军、赵志勇、
朱晓光

双月刊 1995 年创刊 总第 166 期
2022 年 10 月 第 28 卷 第 5 期

主管：安徽出版集团有限责任公司
主办：时代出版传媒股份有限公司
深圳航天广宇工业有限公司
出版：安徽科学技术出版社
编辑、发行：中兴通讯技术杂志社

总编辑：王喜瑜
主编：蒋贤骏
执行主编：黄新明
编辑部主任：卢丹
责任编辑：徐烨
编辑：杨广西、朱莉、任溪溪
设计排版：徐莹
发行：王萍萍
编务：王坤

《中兴通讯技术》编辑部
地址：合肥市金寨路 329 号凯旋大厦 1201 室
邮编：230061
网址：tech.zte.com.cn
投稿平台：tech.zte.com.cn/submission
电子信箱：magazine@zte.com.cn
电话：(0551)65533356

发行方式：自办发行
印刷：合肥添彩包装有限公司
出版日期：2022 年 10 月 25 日
中国标准连续出版物号：ISSN 1009-6868
CN 34-1228/TN
定价：每册 20.00 元